

FIG. 2

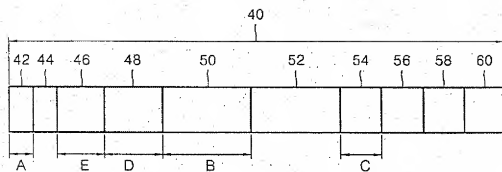


FIG. 3

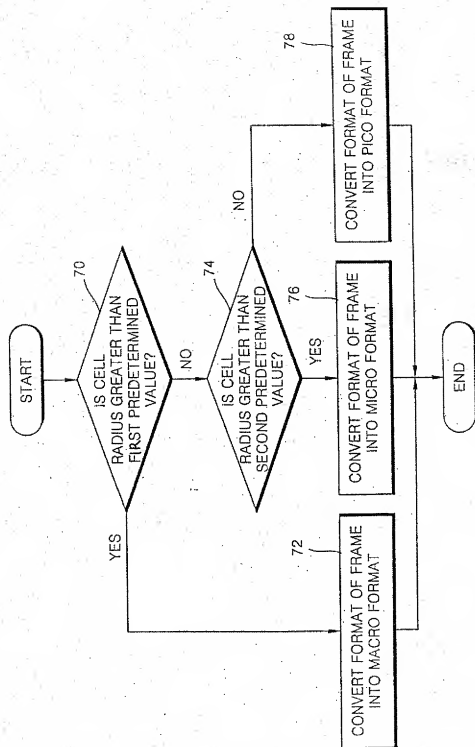


FIG. 4

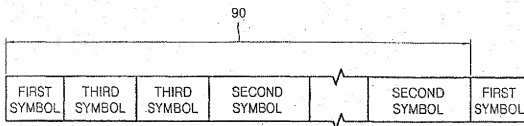


FIG. 5

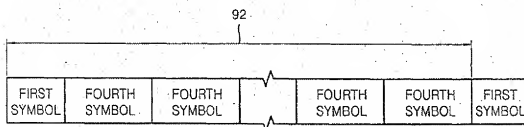


FIG. 6

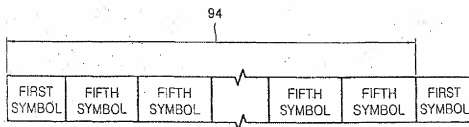


FIG. 7

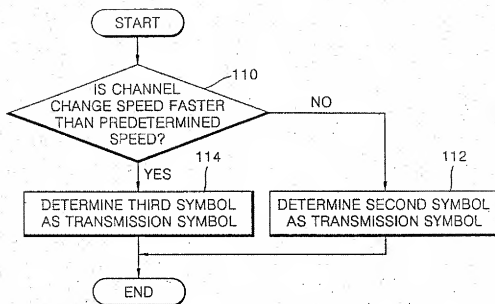


FIG. 8

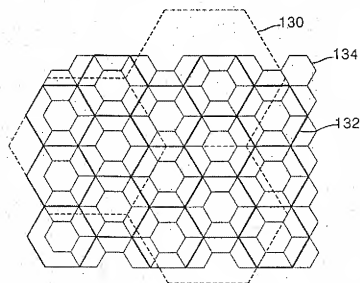




FIG. 9

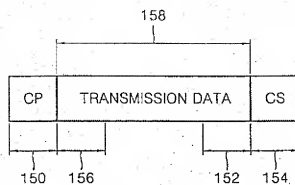


FIG. 10

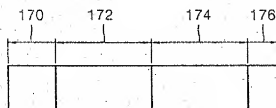


FIG. 11

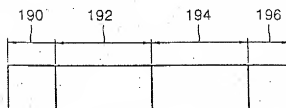


FIG. 12

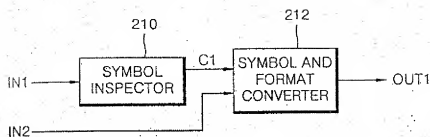


FIG. 13

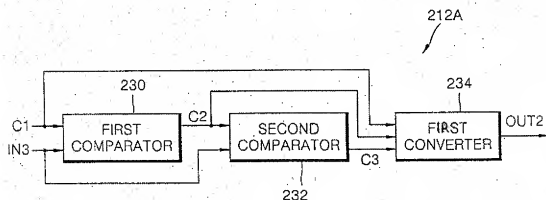


FIG. 14

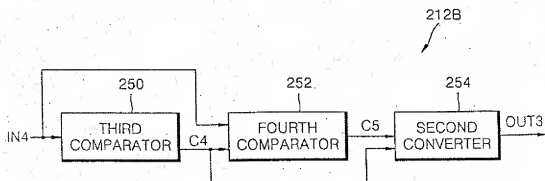


FIG. 15

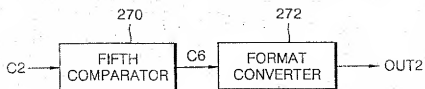


FIG. 16

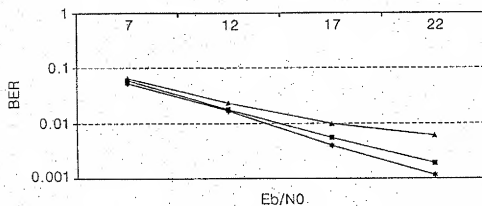
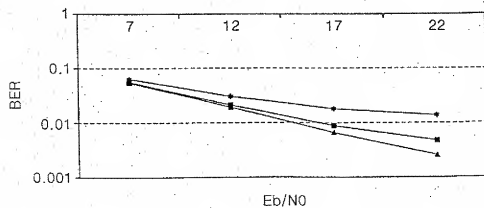


FIG. 17



(19)



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets

(11) Veröffentlichungsnummer:

(11) Publication number:

**EP 1 556 984 A0**

(11) Numéro de publication:

Internationale Anmeldung veröffentlicht durch die  
Weltorganisation für geistiges Eigentum unter der Nummer:

**WO 2004/038989** (art. 158 des EPÜ).

International application published by the World  
Intellectual Property Organisation under number:

**WO 2004/038989** (art. 158 of the EPC).

Demande internationale publiée par l'Organisation  
Mondiale de la Propriété sous le numéro:

**WO 2004/038989** (art. 158 de la CBE).

# DATA DETECTION AND DEMODULATION FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Publication number: EP1556984 (A2)

Publication date: 2005-07-27

Inventor(s): WALTON J RODNEY [US]; WALLACE MARK S [US] +

Applicant(s): QUALCOMM INC [US] +

Classification:

- international:

H04B7/08; H04L1/00; H04L1/06; H04L1/08; H04L25/02;  
H04L25/03; H04L27/00; H04L27/26; H04B7/005; H04B7/06;  
H04L1/16; H04W28/20; H04W52/50; H04B7/08; H04L1/00;  
H04L1/02; H04L1/08; H04L25/02; H04L25/03; H04L27/00;  
H04L27/26; H04B7/005; H04B7/04; H04L1/16; H04W28/16;  
H04W52/00; (IPC1-7): H04L1/08; H04L27/00; H04L27/26

- European:

H04B7/08C4J2; H04L1/00A8Q; H04L25/02C11A; H04L25/03B9;  
H04L27/00H; -H04L27/26M1; H04L27/26M1R; H04L27/26H5

Application number: EP20030779427 20031024

Priority number(s): WO2003US34568 20031024; US20020421309P 20021025;  
US20020432626P 20021210; US20030692833 20031023

Also published as:

WO2004038989 (A2)  
WO2004038989 (A3)  
MXPA05004311 (A)  
KR20050071576 (A)  
JP2010213309 (A)

more &gt;&gt;

Cited documents:

EP0772329 (A1)  
EP0895387 (A1)  
US6314113 (B1)  
US5959965 (A)  
JP11205273 (A)

Abstract not available for EP 1556984 (A2)

Abstract of corresponding document: **WO 2004038989 (A2)**

Techniques for detecting and demodulating data transmissions in wireless communication systems. In one aspect, a decision-directed detector detects for data transmissions in a received signal by utilizing received data symbols as well as received pilot symbols. The decision-directed detector may be designed to perform differential detection in the frequency domain or coherent detection in the time domain, and may be used with multi-carrier modulation (e.g., OFDM). In another aspect, an adaptive threshold is used to perform detection of received data transmissions. A threshold may be determined for each data transmission hypothesized to have been received. The threshold may be computed, for example, based on the signal plus noise energy of the hypothesized data transmission.

Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

# (12) UK Patent Application (19) GB (11) 2 373 973 (13) A

(43) Date of A Publication 02.10.2002

(21) Application No 0108026.6

(22) Date of Filing 30.03.2001

(71) Applicant(s)

Toshiba Research Europe Limited  
(Incorporated in the United Kingdom)  
32 Queens Square, BRISTOL, BS1 4ND,  
United Kingdom

(72) Inventor(s)

Christopher Martin Simmonds

(74) Agent and/or Address for Service

Marks & Clerk  
57-60 Lincoln's Inn Fields, LONDON, WC2A 3LS,  
United Kingdom

(51) INT CL<sup>7</sup>

H04L 27/26

(52) UK CL (Edition T)

H4P PAX PRE

(56) Documents Cited

GB 2356769 A

EP 0851642 A2

US 6249250 B

EP 1037303 A1

WO 1997/040608 A1

(58) Field of Search

UK CL (Edition S) H4P PAN PAR PAX PRE

INT CL<sup>7</sup> H04L 27/26

Online: EPODOC, JAPIO, WPI

(54) Abstract Title

**Adaptive OFDM receiver where sets of sub-carriers which are coherent are grouped into sub-bands and a single weight is calculated for each sub-band**

(57) The present invention relates to an improved adaptive weighting system particular for use with broadband multicarrier systems. Prior art systems determine a series of weights to be applied to each sub-channel of a frequency domain received signal. These weights are then applied to each of the channels according to their coherency. The present invention provides a reduction in the complexity of determining the weights by grouping the sub-channels into groups/sub-bands which are sufficiently coherent to allow narrowband processing and for a single set of weights to be applied to all sub-channels in the sub-band. Thereby reducing the processing required. The system may use multiple antennas.

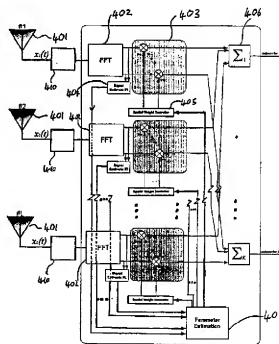


Fig. 4

GB 2 373 973 A

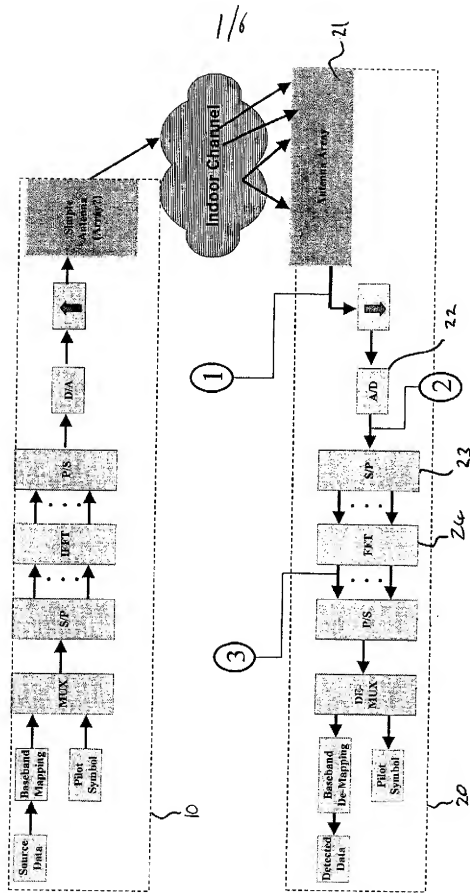


Fig. 1

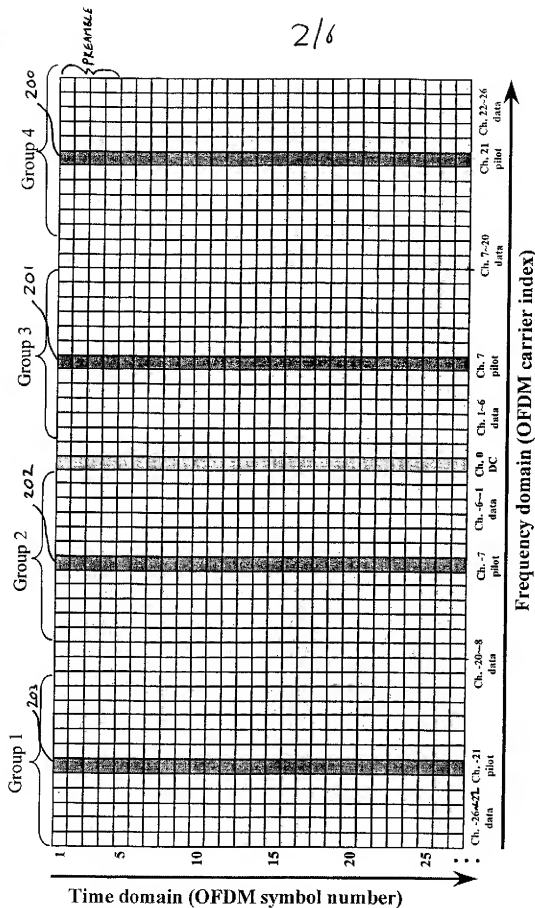
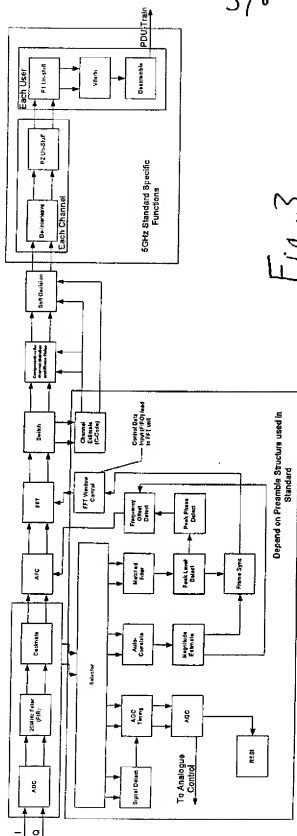


Fig. 2



3/6

Fig. 3



4/6

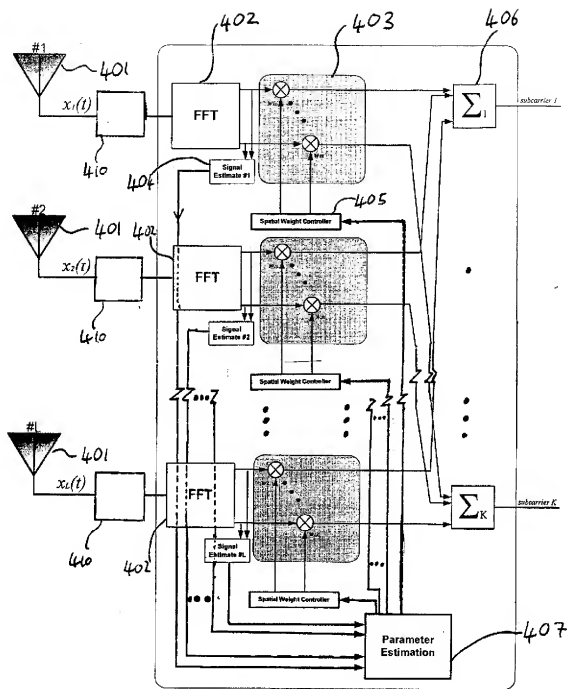
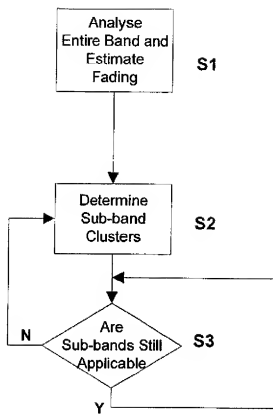


Fig. 4

**Fig. 5**

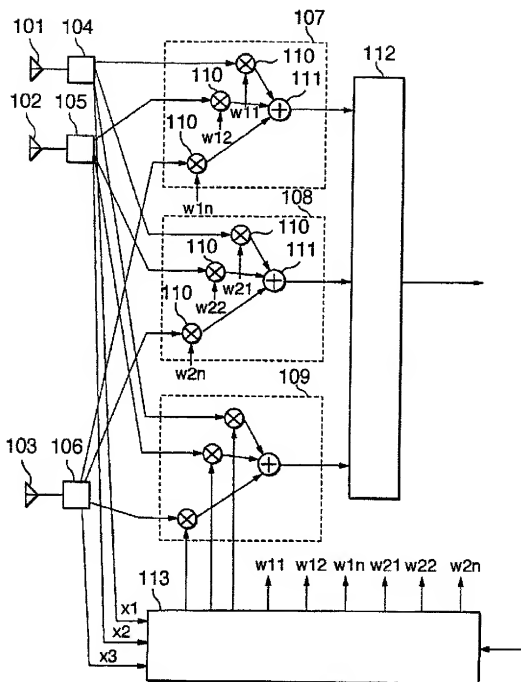


Fig. 6

ADAPTIVE ANTENNA

The present invention relates to a multi-carrier or Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system employing multiple antennas. In particular, the present invention relates to the dynamic clustering of sub-carriers in the receiver.

There are now a number of systems which operate at high data rates such as multi-media applications like Wireless Local Area Network (WLAN); Wireless Personal Area Network (WPAN), e.g. Bluetooth; etc. Various arrangements have been proposed in order to facilitate such high data rates in a reliable and practical way. However, there are a number of problems associated with high data rate wireless channels, particularly due to multipath. This is especially problematic indoors where the environment is particularly dispersive due to the large number of objects and surfaces as well as the dynamic nature of structures, particularly people, moving about. Consequently, it can become extremely difficult to extract and retrieve the original information reliably and without extremely complex processing. This results in extremely complex receivers which must be capable of estimating and compensating for the multiple versions of the original signal arriving at the receiver due to the variation in the path length of each version.

In order to counter this, a multi-carrier approach has been proposed in which the original data stream is separated into a series of parallel data streams, each of which is modulated and transmitted with a different frequency, generally within the same band. This allows the relative size of the transmitted symbols to the multipath delay to be much larger and so inter symbol interference is reduced. One particularly advantageous system, which utilises multiple carriers is Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM).

OFDM is very effective at overcoming the problems of fading and multipath. This is achieved by dividing a frequency selective fading channel (i.e. a channel where the fading characteristics at one frequency are likely to be different to those at neighbouring frequencies i.e. the profile of the received signal against frequency is not flat) into a number of flat fading sub-bands such that the profile within the sub-bands is approximately flat. These sub-bands relate to the OFDM sub-carrier frequencies.

Figure 1 shows an example of the layout of a transmitter 10 and receiver 20 for an OFDM system. In the multi-antenna receiving unit 21, each of the antennas receives a signal which is fed to an analogue to digital converter 22 and then into a serial to parallel converter 23 to separate the individual sub-channels. The sub channels are then processed through a Fast Fourier Transform (FFT) 24. Finally, the signals are converted from a plurality of parallel signals into a serial signal for each sub-channel and the coded data extracted.

In such an OFDM receiver system, it is possible to apply adaptive beamforming weights at various points in a receiver as shown in Figure 1. However, the effectiveness of these weightings will largely depend on the stability and coherency of the propagation channel. If the channel undergoes flat fading, then it can be regarded as being a narrowband channel and a single set of weights can be applied at radio frequency (RF) or intermediate frequency (IF), to the received signal just after the antenna array 21, i.e. at position (1) in Figure 1. Alternatively, the weights may be applied after the analogue to digital unit 22 at position (2) in Figure 1. Both of these positions should be sufficient for optimum spatial processing.

However, in wideband systems operating at high data rates such as WLAN, WPAN, etc. where bandwidths of 10 MHz or higher may be required and/or systems operating in highly dispersive environments, signals will occupy a spectrum in excess of the coherence bandwidth, i.e. there will be significant variation in the quality/signal strength of the channels across the bandwidth. Consequently, it is unlikely that a single set of weights (i.e. as in narrowband beamforming) would be satisfactory for beamforming.

One way to overcome this problem is to process the received data and apply weightings in the receiver for each sub-carrier, after the FFT 24, i.e. at position (3). However, this is very processor intensive. Figure 6 shows an example of a receiver. In this system, the signal is received by antennas 101,102,103. Pre-processing units 104,105,106, carry out downconversion, A to D conversion, serial to parallel conversion and FFT processing. The outputs are then fed into an array of adaptive signal processing devices 107,108,109 which include a plurality of multipliers 110 which multiply each of the received signals by a weighting value  $w$  determined by a weight determining unit 113. Each of the weighted signals from the multipliers is then summed 111 to provide an output signal. The output signals from each of the weighting units is then fed to a combining unit 112 which extracts a data signal in which the delayed signals and interference signals have been removed from the received signal.

However, in the example shown, the receiver has  $L$  antennas and the number of sub-channels that each antenna receives is  $N$ . Therefore, the total number of weighting units required is  $L \times N$ . This can lead to a very large number of multipliers 110 being required. For example, in the HIPERLAN system, there are 48 data sub-carriers and 4 pilot sub-carriers ( $N=52$ ); there is also a DC channel (CH0) which does not carry data. This means that the receiver is complicated and this in turn results in the receiver being expensive and potentially subject to reliability problems. In addition, the weighting is normally implemented in software so processor demand is extremely high, again resulting in high expense or poor performance. If the processing to determine the weighting to be applied is unduly complex, then it may take a significant amount of time to complete. During this time, the channel parameters may have changed significantly and so the calculated weightings could be inappropriate. Under these circumstances, the weighting produced would always out of date and hence poor performance will result where the characteristics of the channel change rapidly with time.

One way to reduce the processor demand, is to divide the operating bandwidth into a number of sub-bands and then select one sub-carrier from within each sub-band on

which to base all calculations. This method relies upon each sub-band behaving generally as a narrowband, i.e. that the sub-band effectively undergoes flat fading. In other words the chosen sub-carrier is accurately representative of the fade within the sub-band as a whole. However, without prior knowledge of the operational environment, it is difficult to know to what extent the operating band should be divided up. Where the sub-bands are chosen to be large there is a danger that the chosen sub-carrier would not be sufficiently representative of the sub-band and performance would be degraded. In contrast, if the number of sub-bands is chosen to be large, whilst the representative sub-carrier is likely to be accurately representative of the sub-band, the amount of processing required is disadvantageously high.

EP-A2-0,852,407, which relates to current standards for 5 GHz WLANs, suggests reducing the total number of adaptive signal processing units and hence the number of weighting units to improve the receivers by reducing the complexity. The document describes dividing the operating band into four equal sub-bands each having a 'pilot' sub-carrier.

An example of this arrangement is shown in Figure 2 where the operating band is divided into fifty-three channels or sub-carriers (i.e. as in HIPERLAN), these are then divided up into four separate groups each defining a sub-band. Each sub-band includes a sub-carrier which acts as a pilot for the group. The pilot channels do not carry signal data but contain a predetermined sequence for use in equalising the received signal by comparing the received signal to an expected signal. Weighting for the received signals is determined using the pilot sub-carriers and is then applied to each sub-carrier in the respective sub-band. As indicated above this system relies upon flat fading over the sub-bands which in the case of the above referenced document are of the order of 5 Mhz in size.

If the bandwidth of the system is increased such that the sub-bands have considerably greater bandwidth, for example in the region of 10 Mhz, then the likelihood that the sub-



bands will have flat fading is considerably reduced particularly where the environment is such as to give strong multipath interference, e.g. indoors.

Therefore according to the present invention there is provided an adaptive weighting system comprising:

frequency domain transform means for converting a received signal to a plurality of sub-channels;

banding means for allocating a sub-channel to a sub-band based upon a determination of the coherency of some or all of said sub-channels;

weight calculation means for determining a weighting for each sub-band; and

weighting means for applying the respective determined weight for each sub-band to the or each sub-channel of the sub-band.

The present invention further provides a method of processing sub-channels of a received broadband signal comprising:

transforming a received signal into a frequency domain signal,

determining the coherency of each sub-channel of the signal relative to other sub-channels;

allocating each sub-channel to one or more sub-bands based upon said determination of the coherency;

determining weights to be applied to each sub-band based upon a determined coherency of the sub-band; and

applying the determined weights for a sub-band to each of the sub-channels in that sub-band.

The banding means preferably allocates a sub-channel to a sub-band based upon the coherency of that channel being within a predetermined amount of the other sub-channels which have already been allocated to that sub-band. The maximum difference in coherency is preferably within 3dB of the other sub-channels of the sub-band. The maximum difference in coherency is preferably within 0.5 degrees of the other sub-channels of the sub-band.

The system preferably monitors the coherency of the sub-channels within a sub-band to ensure that they continue to remain within a certain range of the other sub-channels of the sub-band. The range may be the same as the predetermined amount or it may be larger.

The present invention applies the same weighting to each member of a sub-band. This means that only one weighting value must be calculated for each sub-band, considerably reducing the processing demand compared to calculating a weighting value for each sub-channel. This in turn allows the weightings to be determined more quickly and so there is less delay between the signal being received and the appropriate weightings being determined. This ensures that the weightings are more up to date and hence accurate.

A specific embodiment of the present invention will now be described in detail by reference to the drawings, in which:-

Figure 1 shows a block diagram showing a typical arrangement of transmitter and receiver for use in an OFDM system;

Figure 2 shows a representation of a system in which the operating band is divided into sub-bands;

Figure 3 shows an overview of a typical OFDM receiver;

Figure 4 shows a schematic representation of a basic receiver architecture for broadband adaptive antenna weight calculation;

Figure 5 shows a flow diagram of the operation of the OFDM receiver of the present invention; and

Figure 6 is a schematic diagram showing the structure of a conventional adaptive antenna system.

Figure 3 shows the functional layout of the baseband section of an OFDM receiver used in the present invention. Many of the functions of the receiver shown as well known

and so only a brief explanation is given here. The received signal is quadrature (I and Q) downconverted, amplified and filtered (not shown) before being (over-)sampled by the A/D unit. The digital over-sampled signal is then filtered and decimated. The over-sampling of the signal at the start aids the digital filtering process, after which it is then rate reduced to the required/expected sample rate. It is assumed in this case that the system provides for a preamble of some sort in every burst within a frame (MAC frame). In the case of HIPERLAN, each frame comprises a preamble portion which is made up of three basic OFDM symbols denoted here as A,B and C. A and B (or even C) symbols can be observed (recovered) in the time domain (pre-FFT) and used to establish the frame and frequency synchronisation (as well as set the FFT window for the data that follows these symbols) through some correlation process. The automatic gain control (AGC) settings (not shown – prior to ADC) can also be established. It is possible to pass the C symbol through as a complete symbol to the FFT. Knowing what this symbol is in advance (and assuming adequate synchronisation), the channel variation can be estimated on a sub-carrier basis post-FFT. The C symbol would be ‘switched’ out to estimate the channel compensation (rotation of the symbols in the sub-carriers). However, this same channel estimation could be used in the sub-carrier grouping procedure.

Alternatively, pilots can be selected post-FFT and used to estimate the channel over time. The pilots have known symbols in them and are processed to identify what symbol is received ( $I'$  and  $Q'$ ) and what symbol was expected ( $I$  and  $Q$ ). If  $I' \neq I$  and  $Q' \neq Q$  then you can calculate the phase rotation and amplitude change required to make them equal. Given four estimates of these values (4 pilots) you can estimate or interpolate the amplitude and phase rotation required for all the intermediate sub-carriers. This is known as a one-tap equalisation which is a simple if not crude way to determine the correction needed for all the channels. The determined value of the sub-carrier's amplitude and rotation ( $I$  and  $Q$ ) correction value can then be applied. The remainder of the system carries out the unpacking and unscrambling of the data to the relevant bits.

It should be noted that the preamble symbols are there for 'training' or synchronisation purposes i.e. they are known at the receiver so that it can form an estimate of the influences of the channel for an equaliser or even smart antenna weight calculation.

The basic operation of the receiver system will now be described with reference to figure 5. Data is transmitted in blocks of data known as symbols. These symbols typically comprise a guard interval for reducing inter-symbol interference as well as a useful data part. Each symbol is transmitted on a sub-channel using the sub-carriers referred to above. The data to be transmitted is divided up into symbols which are then sent on each of the sub-channels and re-constructed at the receiver. In addition, the series of symbols transmitted generally include one or more preamble symbols, as indicated above for providing control and synchronisation information etc.

Initially, at step S1, the receiver performs a first estimate of the variation of the fading across the entire band using the preamble symbol, in the frequency domain. An estimate of the band is obtained in quadrature (I and Q) information. The 'flatness' of the received power across the sub-carriers and phase differences can be obtained.

At step S2, the receiver divides the sub-carriers across the band into groups of sub-carriers to form sub-bands. The sub-carriers are grouped with other sub-carriers which are within a certain range of each other. The received power and phase differences do not have to be absolutely equal but just sufficiently close to be within a certain range. The range may be varied depending upon the circumstances. By making the range small, the groups of sub-carriers will be small but very coherent. In contrast, if the range is large, the groups can be much larger but they could be less coherent. The range is therefore selected according to the available processing power, required reception quality and so on. A typical value for the range could be that if sub-carriers are within 3dB of received power and 0.5 degrees of variation.

Then for each group, the appropriate weightings are determined based on one sub-carrier of the group, and those weightings are applied for all of the sub-carriers in that

group. The weights are determined, as indicated above, such that the level of coherence within each sub-band is suitable for the efficient and effective application of a single set of adaptive array weights for all sub-carriers based on a calculation for a single sub-carrier's performance, i.e. all sub-carriers within the group can be considered to be within the coherence bandwidth of the current channel.

As indicated above, the appropriate weightings are determined based on one sub-carrier of the group. The chosen sub-carrier should in principle be representative of the group so that when the weightings are applied, they are applicable to all members of the group. In practice, it would be very processor intensive to test each sub-carrier to determine which one was most representative. Therefore, the selection of the sub-carrier is selected using other criteria. A number of criteria can be used. If the sub-carrier includes a pilot carrier then this can be used as this has a known data content and will provide a fairly accurate representation of the fading of that channel and hence the group. Clearly not all channels will include a pilot. If you were working with an adaptive antenna algorithm that worked on signal characteristics (rather than data content) then it would probably be satisfactory to pick whichever sub-carrier was central to the group. In essence, unless there is significant fading across the group, then the choice of sub-carrier is not critical and by their very nature, the groups are selected not to have significant fading across them.

By using the same weightings for more than one sub-carrier, the total number of calculations needed to determine the weights for each of the sub-carriers can be reduced. Once the weightings have been determined, the weights can be applied to the sub-band for as long as the sub-band retains sufficient coherency. The coherency of the band will vary over time, particularly due to environmental variations. In order to ensure this, the coherency the sub-carriers is periodically monitored. The frequency of checking the coherency will depend on the variability of the environment. If the environment is generally stable for long periods then checking can be less frequent but in a highly variable environment, regular checking will be required.

Where the data transfer traffic is very bursty, i.e. data is received in short bursts with possibly long periods of no data in-between then it may not be possible to monitor constantly and it may only be possible to form a single estimate of the groups. In contrast where communication is fairly constant, such as in voice communication, it may be possible to make several estimates for determining the groups.

Furthermore, with bursty traffic, if an estimate is made, this may out of date by the time the next estimate is made in a subsequent burst if the period between bursts is longer than the period in which a channel remains coherent. Signal interference will vary over time due to changes in environmental influences particularly if the transmitter or receiver is moving. Consequently where the data is bursty, there may be insufficient time to make more than one estimation. Thus the estimation may have to be carried out on the basis of a few or even a single frame of data. However, in the case of adaptive algorithms, i.e. ones that take a period of time (several samples rather than one) to converge to an answer, if the input conditions change, then clearly they need to re-converge to take account of the new environment. However, this may potentially be from a known converged point which may increase the convergence rate. In other words, the weights used for a particular transmitter could be used as a starting point for the next set of measurements and determination of sub-banding groups. So rather than starting from scratch each time, the process can begin based upon the conditions determined in the previous determination. Hence they can adapt or are adaptive. These algorithms usually require some sort of training sequence (which could be a preamble) and so work in a similar way to equalisers, even using the same or similar algorithmic techniques.

The coherency of the groups is periodically monitored (step S3) to ensure that they remain within predetermined limits. The coherency may be checked to ensure that the members of the group are still within the range of values used to determine the groups initially. Alternatively the range may be slightly larger to allow some decrease in the coherency (to avoid a very small reduction in coherency precipitating a complete re-assessment of the groupings). If the coherency of any of the sub-carriers in a group is

below the predetermined level, then all the groups are re-assessed as above and the sub-carriers reallocated to a new set of groups. Alternatively, just the weights could be re-assessed if the coherency is still within another limit. As a further alternative, rather than reassess all the groups, if only one group is out of range then it may be possible to divide just that group into two or more new groups which in themselves are sufficiently coherent. Although this increases the number of groups, this may be acceptable as an interim measure to avoid having to re-assess all of the groups.

As indicated above, the determination of the sub-banding is based upon calculations on the preamble channels. However, the calculations can also be on the pilot channels provided in the received signal or on known modulation or signal characteristics such as direction of arrival estimation (Fourier method, ESPRIT, MUSIC) and blind optimal combining (least squares, recursive least squares, sample matrix inversion etc.)

An explanation of the operation of a circuit according to the present invention will now be described with reference to figure 4. The arrangement shown is similar to the prior art systems in that it comprises a plurality of antennas 401 for receiving a transmitted signal. A receiver unit 410 carries out pre-processing of the signal from each antenna to filter the received signal and carry out downconversion. The signal is also prepared for processing in the receiver unit 410 by carrying out A to D conversion. The received signals from each receiver unit 410 are then transformed by a respective FFT 402. The output from each FFT is then passed to an adaptive weighting unit 403. The output from each FFT is also passed to a signal estimating unit 404 associated with each FFT. The signal estimating unit 404 is primarily to carry out channel estimation for the allocation of each channel to a group. This can comprise a correlator for part of the preamble that has been passed through the FFT or the pilot symbols for a longer estimation method (the pilot symbols run throughout the burst whereas the preamble only occurs for the first few symbols of a burst, see figure 2). In figure 2, the bottom axis is frequency and the side axis represents time in symbol durations. The preamble lies at the start of the transmission, and the pilots, which are shown shaded, run through the entire burst. The remainder are the normal sub-carriers for carrying payload data.

The parameter estimation units 407 receive the results of the channel estimation from the signal estimators 404. Based on the determined groups, this unit calculates the weightings for each group according to the selected representative sub-carrier from each group. The parameter estimation circuit 407 controls the spatial weight controllers 405, associated with the adaptive weighting unit 403 in each branch, to output the appropriate weightings for each channel of the adaptive weighting unit. The adaptive weighting units apply the determined weightings to each of the channels of data received from the FFTs. The weighted outputs are then provided to respective adders 406. An adder 406 is provided for each sub-carrier rather than each branch. The adders 406 sum the appropriately weighted channels from each FFT. The output from each adder represents a filtered sub-carrier signal derived from the plurality of delayed signals received by the antennas.

Although, the units described above are indicated as separate. In fact most of the calculations will be carried in a processor such as a DSP and not in discrete hardware units although this is not essential. It is typical for all operations after the A to D conversion to be carried in a software controlled DSP.

The present invention is particularly advantageous when used with more complex algorithms, particularly ones where forming a channel estimate that will require an amount of processing time dependant on the number of sub-carriers. For example, if you are using an 'adaptive' scheme that is going to need hundreds of samples to converge, it is clearly advantageous to limit the number of sub-carriers it needs. In this way, reducing the number of sub-carriers by grouping, will advantageously reduce the processing time to determine the weightings. In contrast, if a 'simple' algorithm is used then the grouping process may actually add extra complexity to the whole procedure.

These systems are intended to cover operation over relatively large overall bandwidths. For example, HIPERLAN may operate in the bands 5.15-5.35GHz AND 5.47 to 5.725GHz, so with both these bands it may arise that the channel is extended. However, one set of sub-carriers may be a long way off the next set, in frequency. Consequently,



when the groups are being determined it may be necessary to apply some bounding conditions. This avoids the system trying to group together spectrally disparate sub-carriers.

**CLAIMS:**

1. An adaptive weighting system comprising:  
frequency domain transform means for converting a received signal to a plurality of sub-channels;  
banding means for allocating a sub-channel to a sub-band based upon a determination of the coherency of a plurality of said sub-channels;  
weight calculation means for determining a weighting for each sub-band; and  
weighting means for applying the respective determined weight for each sub-band to the or each sub-channel of the sub-band.
2. An adaptive weighting system according to claim 1 wherein the banding means determines the coherency of each sub-channel.
3. An adaptive weighting system according to claim 1 or 2 further comprising control means for controlling the banding means to check the coherency of the sub-channels of the sub-bands to determine that the maximum difference in the coherency of the group is below a predetermined amount.
4. An adaptive weighting system according to claim 3, wherein the control means is adapted to re-assign the sub-channels to new sub-bands if it is determined that the maximum difference in the coherency of the group is below a predetermined amount.
5. An adaptive weighting system according to any one of claims 2 to 4 wherein the coherency measurement is based upon received power and/or phase difference.
6. An adaptive weighting system according to any one of claims 2 to 5 wherein the predetermined amount is 3dB for the received power and/or 0.5 degrees for the phase difference.
7. An adaptive weighting system according to any one of the preceding claims wherein the banding means allocates a sub-channel to a sub-band such that the

coherency of other sub-channels in the sub-band is within a predetermined amount of the coherency of the allocated sub-channel.

8. An adaptive weighting system according to any one of the preceding claims wherein the weight calculation means determines the weighting according to a determined coherency value for the sub-band.

9. An adaptive weighting system according to any one of the preceding claims wherein the weight calculation means determines the weighting according to the coherency of a selected one of the sub-channels of a sub-band.

10. A method of processing sub-channels of a received broadband signal comprising:

- transforming a received signal into a frequency domain signal,
- determining the coherency of each sub-channel of the signal relative to other sub-channels;
- allocating each sub-channel to one or more sub-bands based upon said determination of the coherency;
- determining weights to be applied to each sub-band based upon a determined coherency of the sub-band; and
- applying the determined weights for a sub-band to each of the sub-channels in that sub-band.

11. A method of processing sub-channels of a received broadband signal according to claim 10 wherein the determination of the coherency of a sub-band is based upon the coherency of a selected sub-channel of that sub-band.

12. A method of processing sub-channels of a received broadband signal according to claim 12, wherein determining the coherency of a sub-channel comprises determining the received power and/or phase difference of the sub-channel.

13. A method of processing sub-channels of a received broadband signal according to claim 10, 11 or 12, wherein said determination of said coherency comprises determining that the coherency of the sub-channel is within a predetermined amount of the coherency of the other sub-channels in the group.
14. A method of processing sub-channels of a received broadband signal according to claim 13, wherein the predetermined amount is 3dB for the received power and/or 0.5 degrees for the phase difference.
15. A processor for processing sub-channels of a received broadband signal, the processor being adapted to:
- transform received signals into frequency domain signals,
  - determine the coherency of each sub-channel relative to other sub-channels;
  - allocate each sub-channel to one or more sub-bands based upon said determination of the coherency;
  - determine weights to be applied to each sub-band based upon a sub-channel within the sub-band; and
  - apply the determined weights for each sub-band to each of the sub-channels in the sub-band.
16. An adaptive weighting system substantially as described herein with reference to the accompanying drawings.
17. A method of processing a received broadband signal substantially as described herein with reference to the accompanying drawings.
18. A processor substantially as described herein with reference to the accompanying drawings.



Application No: GB 0108026.6  
Claims searched: 1-18

Examiner: Owen Wheeler  
Date of search: 6 December 2001

**Patents Act 1977**  
**Search Report under Section 17**

**Databases searched:**

UK Patent Office collections, including GB, EP, WO & US patent specifications, in:

UK Cl (Ed.S): H4P (PAN, PAR, PAX, PRE)

Int Cl (Ed.7): H04L: 27/26

Other: Online: EPODOC, JAPIO, WPI

**Documents considered to be relevant:**

Category	Identity of document and relevant passage	Relevant to claims
A	GB 2356769 A [SECRETARY OF STATE FOR DEFENCE]	1-15
X	EP 1037303 A1 [MOTOROLA] See Figure 1 and paragraphs 22,40,45-47.	
A	EP 0851642 A2 [SHARP]	
A	WO 97/40608 A1 [AMATI]	
A	US 6249250 B1 [NAMEKATA]	

X	Document indicating lack of novelty or inventive step	A	Document indicating technological background and/or state of the art.
Y	Document indicating lack of inventive step if combined with one or more other documents of same category.	P	Document published on or after the declared priority date but before the filing date of this invention.
&	Member of the same patent family	E	Patent document published on or after, but with priority date earlier than, the filing date of this application.

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-028077

(43)Date of publication of application : 27.01.1998

(51)Int.Cl. H04B 1/707

H04B 7/26

H04J 11/00

(21)Application number : 08-215888

(71)Applicant : SATO TAKURO  
WATANABE SOICHI  
ABE TAKEO

(22)Date of filing : 11.07.1996

(72)Inventor : SATO TAKURO  
WATANABE SOICHI  
ABE TAKEO

### (54) COMMUNICATION EQUIPMENT

#### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make reception data in a base station hold the orthogonal relation of an orthogonal code and to synchronize reception signals by compression- encoding the advance/delay information of the time calculated so as to match the synchronization of the orthogonal code of the reception signals from respective mobile stations and transmitting it to the mobile stations.

SOLUTION: Output is passed through a parallel/serial converter 407 and turned into serial data. To the data, noise equivalent to a time difference with the reception data from the surrounding mobile station is superimposed. The data are judged by using a judgement device 409. Noise signals are used and delay time is predicted by using a delay time control signal predicting device 411. The predicted delay time difference is encoded and transmitted from the transmitter of the base station to the respective mobile stations. The signals are turned into input signals to a receiver and the timing of the transmission signals of the respective mobile stations is adjusted. Thus, the orthogonal codes used as the spreading signals of the data in the respective mobile stations are synchronized.

特開平10-28077

(43) 公開日 平成10年(1998) 1月27日

(51) Int.Cl. <sup>4</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B	1/707		H 0 4 J 13/00	D
	7/26		11/00	Z
H 0 4 J	11/00		H 0 4 B 7/26	N

審査請求 未請求 請求項の数 1 書面 (全 6 頁)

(21) 出願番号	特願平8-215888	(71) 出願人	596025227 佐藤 拓朗 神奈川県横浜市磯子区洋光台 6-19-9
(22) 出願日	平成 8 年(1996) 7 月11日	(71) 出願人	596120854 渡辺 壮一 新潟県柏崎市大字安田1799-2 コーポ安田203号
		(71) 出願人	596025249 阿部 武雄 新潟県新潟市寺尾朝日通 7-23
		(72) 発明者	佐藤 拓朗 神奈川県横浜市磯子区洋光台 6-19-9

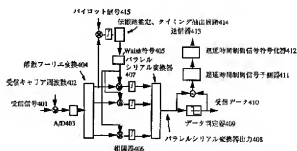
最終頁に続く

## (54) 【発明の名称】 通信装置

## (57) 【要約】

【課題】 移动通信システムのセル内での移動局間の干渉が小さくなり、セル内の加入者を増大でき、周波数効率を増大できる装置を提供すること。

【解決手段】 入力データを一定の符号によって拡散する機能と、拡散された信号を一つ以上の周波数チャネルを用いて変調して送信する機能を有する送信器と、各々の周波数チャネル信号に対して復調する機能と送信器と同等の符号を用いて相関検波を行う機能を有する受信器で構成された通信装置において、受信器が、同時に一つ以上の送信器からの信号を受信した受信時刻を決定する機能と、受信時刻が一定になるように各送信器の送信時刻を決定する機能と、各送信器からの送信時刻を各送信器に対して送信する機能を有し、送信器は、受信器からの送信された送信時刻に従って、送信データを送信する機能を有することを持つ通信装置。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】入力データを一定の符号によって拡散する機能と、拡散された信号を一つ以上の周波数チャネルを用いて送信して送信する機能を有する送信器と、各々の周波数チャネル信号に対して復調する機能と、送信器と同等の符号を用いて相関検波を行う機能を有する受信器で構成された通信装置において、受信器が、同時に一つ以上の送信器からの信号を受信した受信時刻を決定する機能と、受信時刻が一定になるように各送信器の送信時刻を決定する機能と、各送信器からの送信時刻を各送信器に対して送信する機能を有し、送信器は、受信器からの送信された送信時刻に従って、送信データを送信する機能を有することを特徴とする通信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】移動通信方式、特に通信装置の構成に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】従来、この種の方式は「T. Muller 他 "Comparison of different Detection Algorithms for OFDM-CDMA in Broadband Rayleigh fading" のIEEE VTC 95」の第835頁第1図に開示されたものがある。これは入力データをWalsh変換して、IFFTで変換して出力する構成であった。変調器の構成を第1図に示す。復調器の構成を第2図に示す。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の構成では、移動通信システムの基地局の送信器から、システム内の複数の移動局に対して、入力データを直交符号で拡散して送信し、同時に送信し、各移動局は各データに直交符号により直交関係を保持したまま同期して受信することは可能であるが、逆に各移動局から送信するデータを基地局で受信する場合、基地局と各移動局との距離は各々異なることから、入力データを直交符号で拡散して送信しても、基地局での受信データは直交符号の直交関係を保持して受信信号の同期を取ることができない。

## 【0004】

【課題が解決するための手段】各移動局から直交符号で拡散して送信されるデータの受信時刻を、各移動局毎に基地局で測定する機能と、基準時刻からのズレ量を移動局毎に決定する機能と、基地局において各移動局からの受信信号の直交符号の同期が合うように計算された時刻の進み遅れ情報を、圧縮符号化して移動局へ送信する機能と、各移動局は直交符号で拡散して送信するデータの時刻を、受信した時刻の進み遅れ情報に合わせる用に調整して送信する機能を有することを特徴とする通信装置。

## 【0005】

【発明の実施の形態】最良と考える本発明の実施の形態（発明をどのように実施するか）を、図面に基づいてその作用効果を示して簡単に説明する。

【0006】本発明の移動局側の送信器の構成において、入力データを直並列変換器を通して複数の並列データに分解し、各々を固有の直交符号を用いて拡散し、拡散したデータを直交関係にあるキャリア周波数で変調して送信する。従って、1つのチャネルのデータ速度は、チャネルの数分だけ低くなる。

【0007】直交符号はWalsh符号等の符号が用いられる。直交関係にあるキャリア周波数による変調は、複数の直交符号で拡散した信号を逆離散フーリエ変換し、その出力を並列変換することによって得ることができる。

【0008】基地局の受信器の構成において、複数の移動局から送信された固有の直交符号で拡散されたデータを、同時に受信する。各移動局の信号の受信タイミングに従って、各々の信号を離散フーリエ変換し、各移動局固有の直交符号で相関を取る。相関出力をパラレルシリアル変換してデータ判定を行う。この判定データを用いて遅延時間信号子測器により、遅延時間を算出する。遅延時間は全部の移動局からの受信信号の受信タイミングのほぼ平均タイミングからのズレ時間となる。

【0009】遅延時間をデジタル符号化して、基地局の送信器から移動局の受信器に送信する。移動局は、遅延時間を受信し、その時間に対応した時間に合わせながら送信タイミングを決定し、送信信号を送信する。

## 【実施例】

【0010】本発明の具体的な実施例について図面に基いて説明する。

## 【0011】第一の実施例

## 1. 構成の説明

図3はこの発明の第一実施例を示す、移動局側の送信器構成図であって、入力データ301はシリアルパラレル変換器302で、1対Nのパラレルデータに変換される。シリアルパラレル変換器302によって変換された各チャネルのデータの速度は入力データ速度の1/Nとなる。

【0012】変換されたデータは拡散器304により、直交符号であるWalsh符号303を用いて拡散信号となる。チャネルの拡散信号にパイロット信号314を相加する。パイロット信号は複数のチャネルに相加してもよい。

【0013】拡散信号は離散逆フーリエ変換305を通して出力される。離散フーリエ変換出力は、切り替え器306により各チャネルを連続データに変換し出力する。出力するタイミングは受信器307より受信したデータに従って行う。送信タイミングに従って出力した信号はD/A変換器309を介して出力する。出力信号は



キャリア周波数により変調され送信する。

【0014】図4は本発明の第一実施例を示す。基地局側の受信器の構成であって、受信信号401は、受信キャリア周波数402によって復調される。復調信号はA/D変換器403でデジタル信号に変換され、サンプルホールドされた後、離散フーリエ変換404によってNチャネルの平行信号に変換する。図3の送信側において、パイロット信号が相加されたチャネル信号に対して、パイロット信号415と相関演算を行う。相関演算出力を、伝搬路推定、タイミング抽出回路414へ入力する。

【0015】一方、各チャネル信号は、送信側と同じ直交符号405によって相関をとる。出力は平行シリアル変換器407を通してシリアルデータとなる。このデータには、回りの移動局からの受信データとの時間差に相当する雑音が重畳している。このデータを判定器409を用いてデータ判定する。雑音信号を用いて、遅延時間制御信号予測器411を用いて遅延時間を予測する。予測された遅延時間差を符号化して、基地局の送信器から各移動局に対して送信する。

【0016】この信号は先の図3に示した、受信器307への入力信号となり、各移動局の送信信号のタイミングを調整する。

## 【0017】2. 動作の説明

図3の変調器の構成におけるタイムチャートを図6に示す。変調器は移動局側にある。一つの移動局の変調器について説明する。入力データ(a)のデータ速度をdとする。データはNチャネルのシリアル変換器によって平行データ(b)に変換される。各チャネル当たりのデータ速度はN分の1のd/Nとなる。

【0018】各チャネルのデータを、各ユーザ毎に割り当てられた直交符号の一種であるWalsh符号(c)によってM倍の拡散信号(d)とする。MとNは同じでもよい。図6では簡単のために、NとMが等しい場合について示した。従って、拡散された後のチャネル信号の速度はdとなる。ここで、一つの移動局に割り当てられるWalsh符号は一種類である。

【0019】その内の、少なくとも一つのチャネル信号にパイロット信号(e)を相加する。どのチャネルにパイロット信号を加えるかは予め定めておく。パイロット信号は、各ユーザ毎に割り当てられた直交符号と直交関係にあるWalsh符号を選択する。ここでは、パイロット信号との相加結果は示していない。

【0020】拡散された各チャネル信号を離散逆フーリエ変換(f)する。ここでは、チャネル1とチャネル2の実部と虚部の結果を示した。チャネル3、チャネル4の結果は省略した。

【0021】離散フーリエ変換した出力(g)は、切り替え器を用いて連続データとする。切り替え器の速度は、この例ではd/Nとなる。切り替え器の出力を送信

するタイミングは、受信器から得た遅延時間制御信号の送信タイミング信号に従って決められる。遅延時間制御により送信タイミングを調整し、D/A変換器を通して、送信キャリア周波数で変調して送信する。

【0022】図4の復調器の構成におけるタイムチャートを、図6の結果と同様になる。復調器は基地局に設置され、複数の移動局からの信号を同時に受信する。各移動局からの受信タイミングは、基地局と移動局との相対距離によって異なる。

【0023】一つの移動局からの受信信号について、動作説明を行う。受信信号はミキサーにより復調(g)される。復調信号は離散フーリエ変換により各チャネル信号に変換(d)される。変調器においてパイロットチャネルを相加されたチャネルにパイロット信号(e)との相関演算を行い、無線回線の伝搬路推定を行うと同時にパイロット信号の受信タイミングを決定する。

【0024】各チャネル信号は変調器で定められたWalsh符号(c)を用いて、相関演算を行う。相関演算の相関タイミングはパイロット信号との相関演算で求められた受信タイミングを用いる。各チャネルデータ(b)を平行シリアル変換してシリアルデータ(a)とする。シリアルデータからデータ判定を行い、受信データを得る。

【0025】次に、遅延時間制御部について述べる。復調器は各移動局から同時に信号を受信するため、各移動局と基地局との相対距離により、受信タイミングにズレが生ずる。このズレが干渉雑音として、図4平行シリアル変換器の出力に相加される。

【0026】図4では、この雑音量を評価する方法の一例として、平行シリアル変換器の出力とデータ判定出力との差から求めている。差の信号出力を次式で示す。

【数1】

$$e_k(t) = \hat{u}_k(t) - R_k(t)$$

ここで、 $\hat{u}_k(t)$ は判定データを表わす。

【0027】平行シリアル変換器の出力を $R_k(t)$ で表わす。この信号を遅延時間制御信号予測器411へ入力する。遅延時間制御信号予測器では誤差信号を2乗平均を求める。

【数2】

$$J = E[e_k(t)^2]$$

遅延時間 $T_{\text{ck}}^{(\nu+1)}$ は次式を用いて更新する。

【数3】

$$T_{\text{ck}}^{(\nu+1)} = T_{\text{ck}}^{(\nu)} - \Delta T_{\text{ck}} \text{sign} \frac{dJ}{dT_{\text{ck}}^{(\nu)}}$$

$\Delta T_{\text{ck}}$ は遅延時間の更新量を表わす。 $\nu$ は今の遅延時間を表わす添字を表わす。 $\nu+1$ は次の時間での遅延時間の更新量を求める添字を表わす。

【0028】実際には遅延時間をそのまま送った場合は

情報量が大きくなることより、遅延時間制御信号符号化器において、遅延時間を一定量進める、遅らせる、なにもしない、と情報量を圧縮して各移動局へ送信する。この符号化はシステムの構成により自由に選ぶことが出来る。

【0029】図3に示した、各移動局は、この情報を受信器で復調して、予め定めた遅延時間幅308に基づいて決定し、各移動局からの送信タイミングを調整してデータを送信する。

【0030】今までの説明では、遅延時間制御方法として、山上げ法に基づいて説明したが、最小自乗法による等化器を用いても同様の動作することができる。

【0031】今までの説明では、各チャネルが干渉を自動的に最小になるように、制御しているが、全てのチャネルに対して、共通の基準時刻を設定して、各チャネルの図4の遅延時間制御信号符号化器411にを入力し、その時刻に合うように遅延時間制御信号符号化器412が遅延時間信号を求めることにより制御することも可能である。

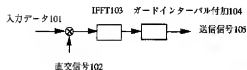
【0032】今までの説明では、各移動局の最初の送信タイミングについて述べていなかった。移動局は基地局から送られてくるデータを、受信した時のタイミングでデータを送信してから、先に述べた遅延時間制御を行うことも可能である。

【0033】また、先に述べた、自動的に干渉信号が最小となる方式と組み合わせることにより、各移動局と基地局の相対距離は大幅にずれていても遅延時間の制御は可能となる。

【0034】また、干渉除去のためにガードインターバルを用いても良い。これは、本発明における必須要件ではない。

【0035】今までの説明では、データをスペクトル拡散するマルチキャリア方式についての遅延時間制御を用いた通信装置について述べてきたが、スペクトル拡散装置そのものに対して本方式を適用することができる。

【図1】



### 【0036】3. 効果の説明

この第一実施例のように構成すると、移動局から基地局に対してデータを送信する場合、各移動局と基地局との相対距離に関係なく、各移動局でデータの拡散信号として使用した直交符号の同期をとることができる。これにより、誤り特性の優れた、データを拡散するマルチキャリア通信装置を構成できる。

### 【0037】利用形態の説明

本実施例では無線回線で使用する装置とした例で説明したが、無線変調信号の代わりに光りでベースバンド信号を変調した光ファイバを用いた光通信装置にも適用可能である。また、無線変調信号の代わりに有線回線に用いるモデムアナログ変調を用いた有線通信装置にも適用可能である。

【0038】キャリア周波数で変調を行ったが、振動子を用いることで水中通信装置への適用も可能である。

### 【0039】

【発明の効果】本発明は上述のように構成したから、基地局において受信した、各移動局からの送信信号の干渉を減少することができ、耐雑音特性の優れた通信装置の実現ができる。

### 【図面の簡単な説明】

【図1】従来例のマルチキャリア変調器の構成を示す説明図である。

【図2】従来例のマルチキャリア復調器の構成を示す説明図である。

【図3】第一実施例の移動局側のマルチキャリア変調器の構成を示す説明図である。

【図4】第一実施例の基地局側のマルチキャリア復調器の構成を示す説明図である。

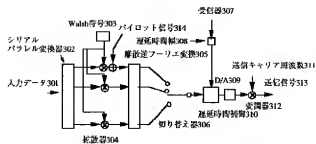
【図5】第二実施例の基地局側のマルチキャリア復調器の構成を示す説明図である。

【図6】第一実施例の送信器のタイムチャートである。

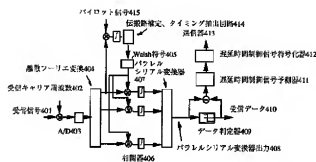
【図2】



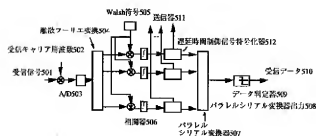
【图3】



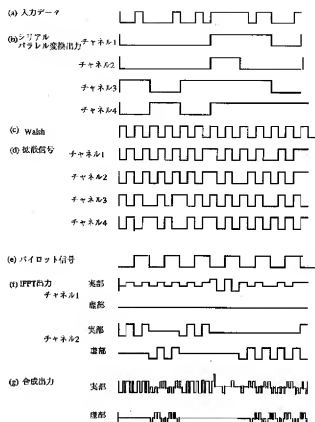
【例4】



【图5】



【図6】




---

フロントページの続き

(72)発明者 渡辺 壮一  
新潟県柏崎市大字安田1799-2 コーポ安  
田203号

(72)発明者 阿部 武雄  
新潟県新潟市寺尾朝日通7-23

**JP9266466A DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Multi carrier digital transmission system for CATV network has sub-channel modulator provided to each terminal station to modulate symbol row to carrier signal and output baseband time series signal

**Original Title**

DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM

**Assignee/Applicant**

Standardized: SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES

Original: SUMITOMO ELECTRIC IND LTD

**Inventor**

HAMAZAKI YUJI

**Publication Date (Kind Code)**

1997-10-07 (A)

**Application Number / Date**

JP199674561A / 1996-03-28

**Priority Number / Date / Country**

JP199674561A / 1996-03-28 / JP

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide the digital transmission system which can easily cope with an increase in terminal stations and is tolerant of monotone noise while effectively using a frequency band.

**SOLUTION:** At a terminal station 10, a plurality of subchannel carrier signals characteristic of the terminal are modulated by an SP converter 11, an inverse FFT 12, a PS converter 13, and a DA converter 14 with a symbol sequence to be sent to a center station 30 and a carrier signal is further modulated by an oscillator 16, a multiplier 17, and a BPF 18 to generate a transmit signal to be sent to the center station 30. A terminal station 20 is also the same. At the center station 30, the arrival multiplexed transmit signal is demodulated by a BPF 31, an oscillator 32, and a multiplier 33, subchannel demodulation is performed by an AD converter 34, an SP converter 35, and an FFT 36, and the symbol sequences sent from the respective terminal stations are decoded by a DEMUX 37 and PS converters 38a and 38b.

特開平9-266466

(43)公開日 平成9年(1997)10月7日

(51)Int.Cl. <sup>5</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 1/00			H 0 4 J 1/00	
11/00			11/00	Z

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 8 頁)

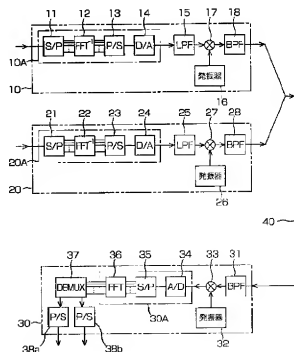
(21)出願番号	特願平8-74561	(71)出願人	000002130 住友電気工業株式会社 大阪府大阪市中央区北浜四丁目5番33号
(22)出願日	平成8年(1996)3月28日	(72)発明者	浜崎 祐司 神奈川県横浜市栄区田谷町1番地 住友電 気工業株式会社横浜製作所内
		(74)代理人	弁理士 長谷川 芳樹 (外3名)

## (54)【発明の名称】 デジタル伝送システム

## (57)【要約】

【課題】 端末局の増加に容易に対処することが可能で、且つ、周波数帯域を有効に利用しつつモノトーン雑音に強いデジタル伝送システムを提供する。

【解決手段】 端末局10において、SP変換器11、逆FFT12、PS変換器13およびDA変換器14により、端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号がセンタ局30へ送信すべきシンボル列により変調され、さらに、発振器16、乗算器17およびBPF18により、キャリア信号が変調されて、センタ局30に送信されるべき伝送信号となる。端末局20においても同様である。センタ局30においては、BPF31、発振器32および乗算器33により、到達した合波された伝送信号が復調され、AD変換器34、SP変換器35およびFFT36によりサブチャンネル復調され、DEMUX37およびPS変換器38a、38bにより、各端末局から送信されたシンボル列が復元される。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 センタ局と2以上の所定数の端末局それぞれとの間におけるマルチキャリア伝送方式によるデジタル伝送システムであって、

前記所定数の端末局それぞれに設けられ、各端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号を前記センタ局に送信すべきシンボル列で変調してベースバンド時系列信号を生成し出力するサブチャンネル変調手段と、

前記所定数の端末局それぞれに設けられ、前記所定数の端末局すべてに共通のキャリア信号を前記ベースバンド時系列信号で変調して伝送信号を出力する変調手段と、前記所定数の端末局それぞれで生成された前記伝送信号を合波して合波信号とし、該合波信号をセンタ局に向けて送出する合波手段と、

前記センタ局に設けられ、到達した前記合波信号を前記キャリア信号について復調して、ベースバンド時系列混成信号を出力する復調手段と、

前記センタ局に設けられ、前記ベースバンド時系列混成信号を前記所定数の端末局すべての前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調して、シンボル列混成信号を出力するサブチャンネル復調手段と、

前記センタ局に設けられ、前記シンボル列混成信号を前記所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離して出力する分離手段と、

前記所定数の端末局それぞれから前記シンボル列が送信される送信速度を調整するシンボルレート調整手段と、前記所定数の端末局それぞれから前記伝送信号それぞれを送出するタイミングを調整して、前記所定数の端末局それぞれから送出された前記伝送信号それぞれが前記センタ局に到達する時刻を一定にする送出タイミング調整手段と、を備えることを特徴とするデジタル伝送システム。

【請求項2】 前記所定数の端末局それぞれに固有の前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数は基準周波数の整数倍であり、

前記サブチャンネル変調手段は、前記センタ局に送信すべきシンボル列をパラレル信号に変換する第1のシリアルパラレル変換器と、

前記第1のシリアルパラレル変換器からの出力信号を、前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数について逆フーリエ変換する逆フーリエ変換器と、

前記逆フーリエ変換器からの出力信号をシリアル信号に変換する第1のパラレルシリアル変換器と、

前記第1のパラレルシリアル変換器からの出力信号をアナログ信号に変換して前記ベースバンド時系列信号を出力するデジタルアナログ変換器と、

を備え、前記サブチャンネル復調手段は、前記ベースバンド時系列混成信号をデジタル信号に変換

するアナログデジタル変換器と、

前記アナログデジタル変換器からの出力信号をパラレル信号に変換する第2のシリアルパラレル変換器と、

前記第2のシリアルパラレル変換器からの出力信号を、前記所定数の端末局それぞれの前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数についてフーリエ変換して前記シンボル列混成信号を出力するフーリエ変換器と、

を備え、

前記分離手段は、前記シンボル列混成信号を前記所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに対応するパラレル信号それぞれに分離するデジタル複素器と、

前記デジタル複素器で分離されたパラレル信号それぞれをシリアル信号に変換して出力する第2のパラレルシリアル変換器と、

を備え、ことを特徴とする請求項1記載のデジタル伝送システム。

【請求項3】 前記所定数の端末局それぞれに固有の前記複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数が一定の周波数帯域内で混在している、ことを特徴とする請求項1記載のデジタル伝送システム。

【請求項4】 前記所定数の端末局それぞれに設けられ、強度制御信号に基づいて前記伝送信号の強度を調整する伝送信号強度調整手段と、

前記センタ局に到達した前記合波信号の強度に基づいて、前記所定数の端末局それぞれから送出された前記伝送信号それぞれの強度レベルを求め、該強度レベルに基づいて前記強度制御信号それぞれを生成して対応する端末局それぞれに送出する伝送信号強度制御手段と、を更に備えることを特徴とする請求項1記載のデジタル伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えばCATV伝送路を利用した樹皮状ネットワークにおいて好適に用いられるデジタル信号伝送技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来よりCATV伝送路網を利用した大容量伝送技術の研究・開発が進められている。例えば、CATV基盤技術研究所編集の「研究開発報告書」（平成5年3月30日）には、時分割多重（TDMA: Time Division Multiple Access）方式を採用して、遅延計測劣化分析、抑圧安定化方法、実伝送路変動と伝送品質との関係などに関する研究を行った結果が報告されている。

【0003】それによれば、所定的前提条件下で伝送品質上十分なマージンを確保しつつ最も多くの通話チャンネルを実現するという観点から、誤り訂正符号も符号化

変調も施さない4 相位相変調 (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) 信号を遅延検波し、高精度遅延時間計測制御を施す方式がCATV網でのTDMAシステムとして最適であると結論付けられている。

【0004】この報告で最適とされているTDMA方式は、QPSK 1波を時分割で利用するものであり、キャリア周波数は特定の1波にのみ決められている。また、各端末局のシンボル送出タイミングを制御すべく、センタ局から基準クロックが送出されている。キャリア周波数が1つであることから、センタ局においては受信装置が1式で済み、データ送信速度は或程度フレキシブルであるという特徴を有する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来例では、各端末局のシンボル送出タイミングの条件が厳しく、センタ局による制御が容易でないという問題点がある。また、キャリア周波数が1つであり、また、誤り訂正符号も施さないため、モノトーン雑音が存在する場合に、全データがその雑音のために受信不能に陥るという問題点もある。

【0006】ところで、多重化技術にはTDMAの他に周波数分割多重 (FDM: Frequency Division Multiplexing) 方式がある。中でも特に、FDM方式の1種である直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式は、送信すべき情報で複数のサブチャネルキャリア信号を変調してベースバンド時系列信号とし、更に、このベースバンド時系列信号で1つのキャリア信号を変調して、その結果を相手局に送信するマルチキャリア伝送方式である。このマルチキャリア伝送方式は、多数のサブチャネルキャリア信号を用いることからゴーストのある伝送路での周波数選択制フェーディングに強い、誤り訂正符号化の効果が大きい、周波数帯域の利用効率が低い、等の多くの利点を有し、前述のTDMA方式の問題を解決するものである (例えば、テレビジョン学会誌 Vol. 50, No. 1, pp. 24-41 (1996))。

【0007】しかし、CATV伝送路網のように1つのセンタ局と複数の端末局それぞれとの間でデータ伝送を行う樹枝状ネットワークに、このマルチキャリア伝送方式をそのまま適用する場合には、以下のような問題点がある。すなわち、端末局毎に異なるキャリア信号を用いる必要があることから、センタ局においては、端末局の個数と同数またはそれ以上の復調器等が必要となり、システムが大規模になる。それだけでなく、センタ局に設けられた復調器の個数を越えて端末局が増加した場合に、センタ局では直ちには対処できないという問題点もある。

【0008】また、端末局からセンタ局に送信する場合に誤り訂正符号を施せばランダム誤りに対しては訂正可能であるが、モノトーン雑音により生じたバースト誤り

が1つの伝送チャネル (1つの端末局からのキャリア信号) に集中すると、その端末局からの伝送信号についてはセンタ局で誤り訂正復号化することができないという問題点もある。

【0009】本発明は、上記問題点を解消する為になされたものであり、複数の端末局と1つのセンタ局との間の樹枝状ネットワークのCATV伝送路網を利用する場合であっても、端末局の増加に容易に対処することが可能で、且つ、周波数帯域を有効に利用しつつモノトーン雑音に強いデジタル伝送システムを提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明に係るデジタル伝送システムは、センタ局と2以上の所定数の端末局それぞれとの間におけるマルチキャリア伝送方式によるデジタル伝送システムであって、(1) 所定数の端末局それぞれに設けられ、各端末局に固有の複数のサブチャネルキャリア信号をセンタ局に送信すべきシンボル列で変調してベースバンド時系列信号を生成し出力するサブチャネル変調手段と、(2) 所定数の端末局それぞれに設けられ、所定数の端末局すべてに共通のキャリア信号をベースバンド時系列信号で変調して伝送信号を出力する変調手段と、(3) 所定数の端末局それぞれで生成された伝送信号を合波して合波信号とし、この合波信号をセンタ局に向けて送出する合波手段と、(4) センタ局に設けられ、到達した合波信号をキャリア信号について復調して、ベースバンド時系列混成信号を出力する復調手段と、(5) センタ局に設けられ、ベースバンド時系列混成信号を所定数の端末局すべての複数のサブチャネルキャリア信号それぞれについて復調して、シンボル列混成信号を出力するサブチャネル復調手段と、(6) センタ局に設けられ、シンボル列混成信号を所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離して出力する分離手段と、(7) 所定数の端末局それぞれからシンボル列が送信される送信速度を調整するシンボルレート調整手段と、(8) 所定数の端末局それぞれから伝送信号それぞれを送出するタイミングを調整して、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれがセンタ局に到達する時刻を一定にする送出タイミング調整手段と、を備えることを特徴とする。

【0011】このデジタル伝送システムにおいては、所定数の端末局それぞれにおいて、サブチャネル変調手段により、各端末局に固有の複数のサブチャネルキャリア信号はセンタ局に送信すべきシンボル列で変調されてベースバンド時系列信号とされ、変調手段により、所定数の端末局すべてに共通のキャリア信号はベースバンド時系列信号で変調されて伝送信号が出力される。所定数の端末局それぞれで生成された伝送信号は、合波手段により合波されて合波信号となり、この合波信号はセンタ局に向けて送出される。



【0012】センタ局においては、到達した合波信号は、復調手段により一括してキャリア信号について復調され、ベースバンド時系列混成信号となり、そのベースバンド時系列混成信号は、サブチャンネル復調手段により一括して所定数の端末局すべての複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調されてシンボル列混成信号となり、そのシンボル列混成信号は、分離手段により所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離される。

【0013】これに際して、所定数の端末局それぞれからシンボル列が送信される送信速度は、シンボルレート調整手段により調整され、センタ局に到達するデータ量がセンタ局の受信能力を越えることはない。また、所定数の端末局それぞれから伝送信号それぞれを送出するタイミングは、送出タイミング調整手段により調整されて、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれはセンタ局に同時に到達する。

【0014】所定数の端末局それぞれに固有の複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数は基準周波数の整数倍であり、サブチャンネル変調手段は、(1-a) センタ局に送信すべきシンボル列をパラレル信号に変換する第1のシリアルパラレル変換器と、(1-b) 第1のシリアルパラレル変換器からの出力信号を、複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数について逆フーリエ変換する逆フーリエ変換器と、(1-c) 逆フーリエ変換器からの出力信号をシリアル信号に変換する第1のパラレルシリアル変換器と、(1-d) 第1のパラレルシリアル変換器からの出力信号をアナログ信号に変換してベースバンド時系列信号を出力するデジタルアナログ変換器と、を備え、サブチャンネル復調手段は、(2-a) ベースバンド時系列混成信号をデジタル信号に変換するアナログデジタル変換器と、(2-b) アナログデジタル変換器からの出力信号をパラレル信号に変換する第2のシリアルパラレル変換器と、(2-c) 第2のシリアルパラレル変換器からの出力信号を、所定数の端末局それぞれの複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数についてフーリエ変換してシンボル列混成信号を出力するフーリエ変換器と、を備え、分離手段は、(3-a) シンボル列混成信号を所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに対応するパラレル信号それぞれに分離するデマルチプレクサと、(3-b) デマルチプレクサで分離されたパラレル信号それぞれをシリアル信号に変換して出力する第2のパラレルシリアル変換器と、を備えるものでもよい。この場合には、OFDM方式に準じた方式で、シンボル列は各端末局からセンタ局に伝送される。

【0015】所定数の端末局それぞれに固有の複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数が一定の周波数帯域内に混在している場合には、誤り訂正符号化技術を併用することにより、ランダム誤りだけでなく、そ

ノートン雑音などにより生じるバースト誤りにも強い伝送が実現できる。

【0016】本発明に係るデジタル伝送システムは、更に、(1) 所定数の端末局それぞれに設けられ、強度制御信号に基づいて伝送信号の強度を調整する伝送信号強度調整手段と、(2) センタ局に到達した合波信号の強度に基づいて、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれの強度レベルを求め、その強度レベルに基づいて強度制御信号それぞれを生成して対応する端末局それぞれに送出する伝送信号強度制御手段と、を備えてもよい。この場合、伝送信号強度制御手段により出力された強度制御信号に基づいて、伝送信号強度調整手段により各端末局それぞれからセンタ局に伝送される伝送信号それぞれが互いに等しい強度になるので、雑音に強い伝送が可能となる。

【0017】**【発明の実施の形態】**以下、添付図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。尚、図面の説明において同一の要素には同一の符号を付し、重複する説明を省略する。なお、以下では、簡便のため端末局が2つである場合を想定して説明する。図1は、本実施形態に係るデジタル伝送システムの構成図である。

【0018】本実施形態に係るデジタル伝送システムは、端末局10、20それぞれとセンタ局30との間でデジタル伝送を行うものである。また、端末局10および端末局20それぞれには同様の装置が備えられている。したがって、一方の端末局10について主に説明する。また、マルチキャリア伝送方式としてOFDM方式に準じた伝送方式を採用した場合について説明する。

【0019】端末局10には、その端末局10に固有のサブチャンネルキャリアをセンタ局30に送信すべきシンボル列で変調してベースバンド時系列信号を生成するサブチャンネル変調手段10Aとして、シリアルパラレル変換器（以下、S P変換器）11、逆フーリエ変換器（以下、逆FFT）12、パラレルシリアル変換器（以下、P S変換器）13、および、デジタルアナログ変換器（以下、D A変換器）14が備えられている。また、端末局10には、サブチャンネル変調手段10Aから出力されたベースバンド時系列信号でキャリア信号を变調して伝送信号を出力する変調手段として、発振器16、乗算器17およびバンドパスフィルタ（以下、B P F）18が備えられている。

【0020】端末局10からセンタ局30へ送信すべきシンボル列（シリアルデータ）は、まず、S P変換器11により所定データ長のパラレルデータに変換される。そして、パラレルデータとされたシンボル列は、逆FFT 12に入力され逆フーリエ変換される。すなわち、パラレルデータとされたシンボル列 $d_k(k=1,2,3,\dots)$ は、

【数1】

$$x(n \cdot \Delta T) = \sum_{k=1}^{N-1} \{ f_k \cdot \exp \{ j 2 \pi n k / N \} \} \quad \text{--- (1)}$$
 なる変換式に従って、サブチャネルキャリア変調信号  $x(n \cdot \Delta T)$  に変換される。ここで、 $\Delta T$  はサンプリング間隔、 $n \cdot \Delta T$  はサンプリング点、 $j$  は虚数単位、 $\pi$  は円周率、 $N$  はサブチャネルキャリア信号の個数である。また、サブチャネルキャリア信号は、

【数 2】

である。(1)式を(2)式に代入すると、サブチャネルキャリア信号がシンボル列で変調された形となっている。このような機能は、DSP (Digital Signal Processor) を用いて容易に実現することができる。

【0021】この(2)式で表現されるサブチャネルキャリア信号の波形は、直交性を有している。すなわち、互いに等しい  $n$  値を有する 2 つのサブチャネルキャリア信号の積を 1 周期に亘って時間積分すると 0 でない有限値となるが、互いに異なる  $n$  値を有する 2 つのサブチャネルキャリア信号の積を 1 周期に亘って時間積分すると 0 になる。

【0022】このようにして逆 FFT 12 により逆フーリエ変換されたシンボル列は、PS 変換器 13 により再びシリアルデータに変換され、DA 変換器 14 によりアナログデータに変換されて、ベースバンド時系列信号となる。このベースバンド時系列信号は、ローパスフィルタ (以下、LPF) 15 により高周波数成分がカットされ、発振器 16 から出力されたキャリア信号と乗算器 17 により乗算され、そして、BPF 18 で所定の帯域の周波数成分の信号のみが通過する。このようにベースバンド時系列信号でキャリア信号が変調されて、センタ局 30 に送信されるべき伝送信号となる。

【0023】同様に、端末局 20 では、センタ局 30 へ送信すべきシンボル列 (シリアルデータ) は、SP 変換器 21 によりパラレルデータに変換され、逆 FFT 22 により逆フーリエ変換され、PS 変換器 23 により再びシリアルデータに変換され、DA 変換器 24 によりアナログデータに変換されて、ベースバンド時系列信号となる。このベースバンド時系列信号は、LPF 25 により高周波数成分がカットされ、発振器 26 から出力されたキャリア信号と乗算器 27 により乗算され、そして、BPF 28 で所定の帯域の周波数成分の信号のみが通過して、センタ局 30 に送信されるべき伝送信号となる。ここで、キャリア信号は、端末局 20 において発振器 26 から出力されるキャリア信号と同一周波数である。

【0024】このようにして端末局 10 および 20 それぞれで生成された伝送信号は、合波されてセンタ局 30 に送信される。これに際して、それぞれの伝送信号は以下の条件を満足する必要がある。

【0025】第 1 に、端末局 10 において用いられるサブチャネルキャリア信号の周波数  $f_k$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ )

と、端末局 20 において用いられるサブチャネルキャリア信号の周波数  $g_k$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) とは、同一のものが存在しないことが必要である。これは、端末局 10 および 20 それぞれからの伝送信号が合波されてセンタ局 30 に到達したときに、これらがセンタ局 30 で分離可能でなければならないからである。したがって、例えば、図 2 に示すように、端末局 10 において用いられるサブチャネルキャリア信号の周波数  $f_k$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) と端末局 20 において用いられるサブチャネルキャリア信号の周波数  $g_k$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) とを交互に且つ等間隔に並ぶ値とする。すなわち、周波数  $f_k$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) を、

【数 3】

とし (図 2 の  $f_k = (2k-1) \cdot (N \cdot \Delta T)^{-1}$ 、 $g_k = 2k \cdot (N \cdot \Delta T)^{-1}$ ) を、

【数 4】

とする (図 2 の  $g_k = 2k \cdot (N \cdot \Delta T)^{-1}$ ) のようにすれば、これらが合波された伝送信号は、後に説明するようにセンタ局 30 において一括して復調した後に分離することができる。

【0026】第 2 に、端末局 10 および 20 それぞれから単位時間あたりに送出されるシンボル列それぞれの長さ (シンボルレート) が互いに等しいことが必要である。このために、例えば、各端末局におけるシンボルレートを予め固定的に設定しておいてもよい。また、センタ局 30 より端末局 10 および 20 それぞれに対して、シンボルレート情報を送信し、端末局 10 および 20 それぞれは、そのシンボルレート情報に従った単位時間当たりのデータ長のシンボル列をセンタ局 30 に送出するようにしてもよい。このようにすれば、ネットワークにつながる端末局の個数が増えたとき、或いは、センタ局 30 に送信している端末局の個数が増えたときには、センタ局 30 は、各端末局に対してシンボルレートを小さくするようシンボルレート情報により指示することにより、センタ局 30 に到達するデータ量がセンタ局 30 の処理能力を越えないようにすることができる。

【0027】第 3 に、端末局 10 および 20 それぞれから送出された伝送信号がセンタ局 30 に同時に到着することが必要である。これは、後に説明するように、端末局 10 および 20 それぞれから送出され合波された伝送信号をセンタ局 30 で一括して復調するためである。したがって、端末局 10 および 20 それぞれとセンタ局 30 との間の遅延時間を計測し、これに基づいて、端末局 10 および 20 それぞれからの伝送信号の送出タイミングを調整する。

【0028】具体的には、例えば、センタ局 30 から端末局 10 に所定の信号を送信し、端末局 10 はその所定の信号を受信して今度はセンタ局 30 に向けて所定の信号を送信し、そして、センタ局 30 は端末局 10 から到達した所定の信号を受信して、センタ局 30 はこの間の時間を計測し、この時間に対応する遅延時間を端末局 1

0に指示する。あるいは、CATV網の場合には、端末局10とセンタ局30との間の線路の長さが判れば、この間の遅延時間が判るので、この線路の長さに対応する遅延時間を端末局10に予め設定しておいてもよい。端末局10における遅延時間の設定は、例えば、逆FDT12の後段にレジスタ（図示せず）を設けて、逆FDT12の出力データが所定時間の間ホールドする。あるいは、PS変換器13の後段にFIFOメモリ（図示せず）を設けて、PS変換器13の出力データが所定時間の間だけ遅延させて出力するようにしてもよい。端末局20についても同様である。

【0029】以上のようにして端末局10および20それぞれから出力された伝送信号それぞれは樹枝状ネットワークの伝送路40に送出され合波され、その合波された伝送信号はセンタ局30に到達する。このセンタ局30には、合波されて到達した伝送信号を一括して復調してベースバンド時系列混成信号を出力する復調手段として、BPF31、発振器32および乗算器33が備えられている。また、センタ局30には、ベースバンド時系列混成信号を復調して各端末局から送信されてきたシンボル列混成信号を出力するサブチャンネル復調手段30Aとして、アナログ・デジタル変換器（以下、AD変換器）34、S/P変換器35およびフーリエ変換器（以下、FFT）36が備えられている。また、センタ局30には、シンボル列混成信号を各端末局それぞれから送信されてきたシンボル列それぞれに分離する分離手段として、デマルチプレクサ（以下、DEMUX）37、P/S変換器38a、38bが備えられている。

【0030】センタ局30に到達した合波された伝送信号は、まず、BPF31で所定の帯域の周波数成分の信号のみが通過して、発振器32から出力されたキャリア信号と乗算器33により乗算されて復調され、ベースバンド時系列混成信号が出力される。このキャリア信号は、端末局10および20それぞれの発振器16および26それぞれから出力されるキャリア信号と同じ周波数のものである。ベースバンド時系列混成信号は、端末局10のサブチャンネル変調手段10Aで生成されたベースバンド時系列信号と、端末局20のサブチャンネル変調手段20Aで生成されたベースバンド時系列信号とが混成された信号（図2（c））である。

【0031】このベースバンド時系列混成信号は、サブチャンネル復調手段30Aによりサブチャンネルキャリア毎に復調される。すなわち、ベースバンド時系列混成信号は、AD変換器34によりアナログデータに変換され、S/P変換器35によりパラレルデータに変換され、FFT36によりフーリエ変換され、シンボル列混成信号が出力される。ここで、FFT36においてなされる演算は、（1）式に対応するフーリエ変換であって、

【数5】

$$dx = \sum_{n=0}^{N-1} \{x(n \cdot \Delta T) \cdot \exp[-j2\pi(nk/N)]\} \quad \text{---- (5)}$$

で表される。このFFT36も、DSPにより容易に実現することができる。このシンボル列混成信号は、端末局10から送信されたシンボル列と端末局20から送信されたシンボル列とが混成された信号である。

【0032】このシンボル列混成信号は、DEMUX37により、端末局10および20それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離される。このDEMUX37は、シンボル列混成信号中の各シンボルが、どのサブチャンネルキャリア信号により送信されてきたかを判断し、これに基づいて端末局10から送信されたシンボル列と端末局20から送信されたシンボル列とに分離する。そして、端末局10から送信されたシンボル列はP/S変換器38aによりシリアルデータに変換されて出力され、端末局20から送信されたシンボル列はP/S変換器38bによりシリアルデータに変換されて出力される。以上のようにして、端末局10および20それぞれから送信されたシンボル列それぞれは、センタ局30で受信される。

【0033】なお、センタ局30に到達する伝送信号の強度が、その伝送信号が送出された端末局に依って異なる場合には、これを略一定レベルとすべく、伝送信号の強度を制御・調整する手段を備えていてもよい。例えば、センタ局30において、ベースバンド時系列混成信号をサブチャンネルキャリア信号毎にモニタして、端末局10および20それぞれから送出された伝送信号の強度を求め、これが略一定となるように端末局10および20それぞれにフィードバックして制御する。端末局10および20それぞれにおいては、DA変換器14および24それぞれの後段に増幅器あるいは減衰器を設けて、センタ局30からの指示に従い伝送路40に送出する伝送信号の強度レベルを調整する。このようにすることにより、更に雑音に強いデジタル伝送システムを実現することができる。

【0034】以上のように本システムは、マルチキャリア方式を採用するとともに、サブチャンネルキャリア信号の周波数を各端末局に固有のものとし、且つ、キャリア信号の周波数を全ての端末局に共通のものとしたので、1つのキャリア信号で全ての端末局からのシンボル列をセンタ局に送信することができ、しかも、センタ局では復調手段およびサブチャンネル復調手段が一式で済むため、システム全体の構成が簡単で安価となる。また、ネットワークにつながる端末局の個数が増加したとき、あるいは、センタ局へ同時に送信している端末局が増加したときにも、センタ局からの指示により各端末局のシンボルレートを小さくし、各端末局の逆FDTが扱うデータサイズを小さくすることにより、容易に対処することができる。

【0035】また、一方の端末局のサブチャンネルキャ

リア信号の周波数と他方の端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数とを交互に設定することとしたので、特にCATV伝送網で問題となる波合雑音や無線による妨害波が伝送路に混入した場合でも、それらの雑音の影響は、或る端末局から送出された伝送信号に集中することなく、多数の端末局から送出された伝送信号それぞれに分れる。したがって、個々の端末局から送出された伝送信号にとってはランダム誤りとなるので、誤り訂正符号化を施しておけば誤り訂正を行うことが可能である。さらに、時間インターリーブあるいは周波数インターリーブと誤り訂正符号化とを併用すれば、更に、バースト誤りに強い伝送を実現することができる。なお、雑音が問題とならないような伝送路においては、各端末局に固有のサブチャンネルキャリア信号の周波数は、図2(c)に示すように端末局それぞれに対応するものが交互に並んでいる必要はなく、端末局毎にまとまっているも構わない。

【0036】本発明は複数点映像収集システムに応用することができる。例えば、1つの伝送チャンネルが20Mbpsである場合に、3つの端末局それぞれからの映像に6Mbpsを割り当てて精緻な映像を送送することとし、一方、他の1つの端末局からの映像については粗い映像で構わない場合には2Mbpsを割り当ててデータ量の少ない映像を送送することができる。このように、目的に応じてデータ量の異なる映像をセンタ局に送信することができる。

【0037】本発明は、上記実施形態に限定されるものではなく種々の変形が可能である。例えば、マルチキャリア伝送方式としては、OFDM方式に限られるものではなく、他のマルチキャリア伝送方式、例えばDMT (Digital Multi-tone) 方式に準じた伝送方式であっても構わない。端末局の数は2に限られるものではなく、3以上であっても構わない。また、伝送路網はCATVに限るものではなく、他の樹枝状ネットワークの伝送路網においても適用可能である。

【0038】また、各端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数の設定は等間隔に限れるものではない。1の端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数と他の端末局のサブチャンネルキャリア信号の周波数とは交互に等間隔に設定されていなくても構わない。相互に直交性を有し、且つ、異なる端末局の間で同一の周波数を設定することのない限りにおいて、任意のサブチャンネルキャリア信号の周波数を用いることができる。

【0039】また、各端末局およびセンタ局それぞれのキャリア信号の周波数は、予め設定しておいて固定してもよいし、センタ局からの指示により各端末局の発振器を制御してキャリア信号の周波数を変更するようにしてもよい。この場合、発振器として電圧制御可能な水晶振器(VCXO)が好適に用いられる。また、各端末局のサブチャンネル変調手段におけるサブチャンネルキャ

リア信号の周波数も、予め設定して固定してもよいし、センタ局からの指示により各端末局の逆DFEにおける演算パラメータを変更してサブチャンネルキャリア信号の周波数を変更するようにしてもよい。

#### 【0040】

【発明の効果】以上、詳細に説明したとおり本発明によれば、各端末局それぞれにおいて、各端末局に固有の複数のサブチャンネルキャリア信号がセンタ局に送信すべきシンボル列で変調されてベースバンド時系列信号とされ、更に、端末局すべてに共通のキャリア信号がベースバンド時系列信号で変調されて伝送信号とされ、各端末局それぞれで生成された伝送信号が合波されて合波信号となり、この合波信号がセンタ局に向けて送出される。

【0041】センタ局においては、到達した合波信号は、復調手段により、一括してキャリア信号について復調されてベースバンド時系列復調信号となり、更に、そのベースバンド時系列復調信号は、サブチャンネル復調手段により、一括して所定数の端末局すべての複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれについて復調されてシンボル列復調信号となり、そのシンボル列復調信号は、分離手段により所定数の端末局それぞれから送信されたシンボル列それぞれに分離される。

【0042】これに際して、所定数の端末局それぞれから送信されるシンボル列の送信速度は調整され、センタ局に到達するデータ量がセンタ局の受信能力を超えることはない。また、所定数の端末局それぞれから伝送信号を送出するタイミングは調整されて、所定数の端末局それぞれから送出された伝送信号それぞれはセンタ局に同時に到達する。

【0043】このような構成としたことにより、キャリア信号の周波数は1つだけであるので、センタ局においては、復調手段およびサブチャンネル復調手段は1式のみで済み、構成が簡単となり安価となる。センタ局につながる端末局が増えた場合、或いは、センタ局一同時に伝送する端末局が増えた場合であっても、新たな装置を付加することなく、これらの事態に容易に対処可能である。

【0044】また、各端末局それぞれに固有の複数のサブチャンネルキャリア信号それぞれの周波数が一定の周波数帯域内で混在している場合には、誤り訂正符号化技術を併用することにより、ランダム誤りだけでなく、モノトーン雑音などにより生じるバースト誤りにも強い伝送が実現できる。

【0045】また、各端末局それぞれから送出される伝送信号の強度が互いに略等しい強度になるよう調整すれば、更に雑音に強い伝送が可能となる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本実施形態に係るデジタル伝送システムの構成図である。

【図2】サブチャンネルキャリア信号の周波数の説明図

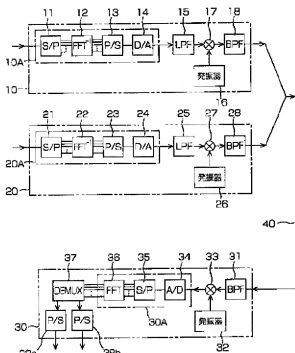
である。

【符号の説明】

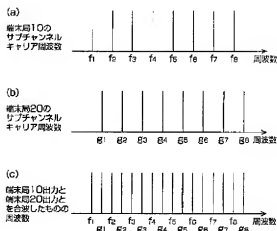
10…端末局、10A…サブチャンネル変調手段、11…シリアル→パラレル変換器（S/P変換器）、12…逆フーリエ変換器（逆FFT）、13…パラレル→シリアル変換器（P/S変換器）、14…デジタル→アナログ変換器（DA変換器）、15…ローパスフィルタ（LPF）、16…発振器、17…乗算器、18…バンドパスフィルタ（BPF）、20…端末局、20A…サブチャンネル変調手段、21…シリアル→パラレル変換器（S/P変換器）、22…逆フーリエ変換器（逆FFT）、2

3…パラレル→シリアル変換器（P/S変換器）、24…デジタル→アナログ変換器（DA変換器）、25…ローパスフィルタ（LPF）、26…発振器、27…乗算器、28…バンドパスフィルタ（BPF）、30…センタ局、30A…サブチャンネル復調手段、31…バンドパスフィルタ（BPF）、32…発振器、33…乗算器、34…アナログ→デジタル変換器（AD変換器）、35…シリアル→パラレル変換器（S/P変換器）、36…フーリエ変換器（FFT）、37…デマルチプレクサ（DEMUX）、38a、38b…パラレル→シリアル変換器（P/S変換器）、40…伝送路。

【図1】



【図2】



**JP9327073A METHOD FOR ARRANGING AND TRANSMITTING PILOT CHANNEL IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Pilot channel assignment method in CDMA mobile communication system involves performing time sharing of radio channel to number of time slots in direction of mobile station

**Original Title**

METHOD FOR ARRANGING AND TRANSMITTING PILOT CHANNEL IN CDMA MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

**Assignee/Applicant**

Standardized: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Original: N T T IDO TSUSHINMO KK

**Inventor**

NAKAMURA TAKEHIRO ; ONO HIROSHI ; ONOE SEIZO

**Publication Date (Kind Code)**

1997-12-16 (A)

**Application Number / Date**

JP1996145910A / 1996-06-07

**Priority Number / Date / Country**

JP1996145910A / 1996-06-07 / JP

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To reduce the influence of a pilot channel on the diffusion code shortage by time-dividing and multiplexing an outgoing radio channel into plural time slots and assigning one of them as a pilot channel.

**SOLUTION:** The whole outgoing radio channels consisting of X-number diffusion codes have frame configuration and one frame is divided into the plural time slots so as to be multiplexed by time division. Then, the specified time slot of the radio channel diffused by the specified diffusion code is assigned as the pilot channel. The other time slots and the other diffusion codes are used as the communication channel for communication with the mobile station. For example, time slot numbers 1-4 are given to the four time slots in the frame in order from an early one in terms of time, the time slot #1 of the radio channel where the diffusion code is diffused by one is assigned as the pilot channel and the other time slots and the diffusion codes are assigned as the communication channel.

特開平9-327073

(43)公開日 平成9年(1997)12月16日

(51)Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 Q 7/38			H 0 4 B 7/26	I 0 9 N
H 0 4 B 7/26				P

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 6 頁)

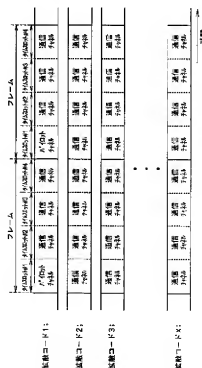
(21)出願番号	特願平8-145910	(71)出願人	392026693 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号
(22)出願日	平成8年(1996)6月7日	(72)発明者	中村 武宏 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
		(72)発明者	大野 公士 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
		(72)発明者	尾上 誠蔵 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内
		(74)代理人	弁理士 三好 秀和 (外3名)

(54)【発明の名称】 C D M A移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法

(57)【要約】

【課題】 下り無線チャネルを時間分割多重して、パイロットチャネルを効率的に割り当てるとともに、他セルに対するパイロットチャネルの干渉電力を低減し得るC D M A移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を提供する。

【解決手段】 下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、複数のタイムスロットのうちの1つをパイロットチャネルとして割り当てている。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のセルの各々に基地局が設けられ、各基地局は同一周波数で変調され、それぞれ異なって割り当てられた拡散コードで拡散されたパイロットチャネルを送信し、移動局は前記パイロットチャネルを受信することにより在圏セルを判定するCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法であって、

基地局から移動局方向への下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、前記複数のタイムスロットのうちの1つをパイロットチャネルとして割り当てたことを特徴とするCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法。

【請求項2】 パイロットチャネルとして割り当てた前記タイムスロットの時間的な位置を全セルで共通とすることを特徴とする請求項1記載のCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法。

【請求項3】 パイロットチャネルとして割り当てた前記タイムスロットのみ常時一定の送信電力で送信し、移動局との通信用の他のタイムスロットは送信電力制断を行うことを特徴とする請求項1または2記載のCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、符号分割多元接続方式（以下、CDMAと略称する）の移動通信システムにおいて複数のセルの各々に基地局が設けられ、各基地局は同一周波数で変調され、それぞれ異なって割り当てられた拡散コードで拡散されたパイロットチャネルを送信し、移動局は前記パイロットチャネルを受信することにより在圏セルを判定するCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 CDMA移動通信システムにおいて、下り無線チャネルでは、全ての移動機において同一セル内の他の複数移動局に対して送信された下り無線チャネルは全て干渉電力となり、受信品質を劣化させるかもしれない無線チャネル容量を劣化させる要因となる。しかし各下り無線チャネルに、お互いに直交化した複数の拡散コードを用い、基地局から同一拡散コード位相で送信することにより、同一セルで送信される他の下り無線チャネルは直交化されて干渉電力量を0にすることができる。ただしマルチパス環境では、拡散コード位相の異なる無線チャネルが発生するため、干渉電力量は0にはならないが、干渉電力を大きく低減することが可能である。これにより下り無線チャネルの受信品質の向上もしくは無線チャネル容量の向上を見込むことができる。

【0003】 図3に従来のパイロットチャネル配置方法

を示す。従来は直交化した拡散コードの内の1つをパイロットチャネル用の拡散コードとして割り当て、この拡散コードで常時パイロットチャネルを送信し、他の拡散コードは移動局との通信に用いる通信チャネルとしていた。図3はX個ある直交化した拡散コードの内、拡散コード1をパイロットチャネル用に割り当てている場合を示している。

【0004】 更に移動局の在圏セル判定のために、隣接セルに在圏する移動局においても自局のパイロットチャネルを受信できるように、パイロットチャネルは移動局との通信に用いる無線チャネルより、比較的大きな送信電力で送信される必要がある。従来は前述の特定の拡散コードで、常時比較的大きな送信電力でパイロットチャネルは送信されていた。

##### 【0005】

【発明が解決しようとする課題】 直交化した拡散コードの数はそれほど多くはない。本来CDMA移動通信システムでは無線チャネル容量は干渉電力で決まるが、直交化した拡散コードを用いる場合、拡散コード数の不足により無線チャネル容量を十分に使用することができないという問題が起こりうる。このような状況において、前述したように1つの拡散コードをパイロットチャネルとして専有することにより、移動局との通信に用いる拡散コードがより不足するという問題があった。

【0006】 更に前述したように、パイロットチャネルは比較的大きな送信電力で常時送信されていたため、隣接セルに対して大きな干渉を与え、隣接セルの容量を減少させるという問題があった。

【0007】 本発明は、上記に鑑みてなされたもので、その目的とするところは、下り無線チャネルを時間分割多重して、パイロットチャネルを効率的に割り当てるとともに、他セルに対するパイロットチャネルの干渉電力を低減し得るCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を提供することにある。

##### 【0008】

【課題を解決するための手段】 上記目的を達成するため、請求項1記載の本発明は、複数のセルの各々に基地局が設けられ、各基地局は同一周波数で変調され、それぞれ異なって割り当てられた拡散コードで拡散されたパイロットチャネルを送信し、移動局は前記パイロットチャネルを受信することにより在圏セルを判定するCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法であって、基地局から移動局方向への下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、前記複数のタイムスロットのうちの1つをパイロットチャネルとして割り当てたことを要旨とする。

【0009】 また、請求項2記載の本発明は、請求項1記載の発明において、パイロットチャネルとして割り当



て前記タイムスロットの時間的な位置を全セルで共通とすることを要旨とする。

【0010】更に、請求項3記載の本発明は、請求項1または2記載の発明において、パイロットチャネルとして割り当てた前記タイムスロットのみ常時一定の送信電力で送信し、移動局との通信用の他のタイムスロットは送信電力制御を行うことを要旨とする。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、図面を用いて本発明の実施の形態について説明する。

【0012】図1は、本発明の一実施形態に係るCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を実施するパイロットチャネルの配置方法の一例を示す図である。図面に示すように、X個の拡散コードからなる下り無線チャネルの全てはフレーム構成をとり、1フレームは複数のタイムスロットに分割され、時分割多重化されている。図1では4個のタイムスロットに分割し、4多重した場合を示している。

【0013】特定の拡散コードで拡散される無線チャネルの、特定のタイムスロットをパイロットチャネルとして割り当てる。他のタイムスロットおよび他の拡散コードは移動局との通信用の通信チャネルとして用いる。図1では、フレーム内の4個のタイムスロットについて時間的に早い順に1〜4のタイムスロット番号をつけ、拡散コード1で拡散される無線チャネルのタイムスロット1をパイロットチャネルとして割り当て、他のタイムスロットおよび拡散コードを通信チャネルとして割り当てた場合を示している。これにより従来パイロットチャネルが1拡散コードを専有していたのに対し、本実施形態ではパイロットチャネルは実質1/4拡散コードのみ専有するのと等価となり、拡散コードの不足問題に対するパイロットチャネルの影響を低減できる。

【0014】移動局は、パイロットチャネルとして使用する全ての拡散コードとタイムスロット#の情報を自局のメモリに予め記憶している。移動局は電源立ち上げ時の在圏セル判定処理において、記憶している複数の拡散コードとタイムスロット#について順次パイロットチャネルの受信レベル測定を行い、最も大きな受信レベルを有する拡散コードとタイムスロットでパイロットチャネルを送信しているセルを在圏セルとして判定する。待ち受け中および通信中の在圏セル判定処理においては、全ての隣接セルから送信されるパイロットチャネルの拡散コードおよびタイムスロット#の情報が在圏セルの基地局から移動局に対して通知され、移動局は通知された複数の拡散コードとタイムスロット#について順次パイロットチャネルの受信レベル測定を行い、最も大きな受信レベルを有する拡散コードとタイムスロットでパイロットチャネルを送信しているセルを在圏セルとして判定する。

【0015】ここで他のパイロットチャネル配置方法と

して、パイロットチャネルを割り当てるタイムスロット#を全セルで共通とする。これにより移動局の在圏セル判定処理に關し、タイムスロット番号に関する情報を移動局は拡散コード毎に記憶する必要がなくなる。また基地局から移動局に通知する隣接セルのパイロットチャネルに関する情報は拡散コードのみでよく、タイムスロット番号を必要としない。

【0016】基地局では、通信チャネルとして使用されるタイムスロットは、CDMA特有の問題である遠近問題を解決するために送信電力制御され、時間とともに送信電力は変化する。これに対しパイロットチャネルは移動局の在圏セル判定に用いるために一定送信電力でかつ通信チャネルより比較的大きい送信電力で送信される必要がある。よってパイロットチャネルとして割り当てた特定の拡散コードの特定のタイムスロットについては、常時一定送信電力で送信し、通信チャネルとして使用される他のタイムスロットの送信電力に対し比較的大きな送信電力で送信する。

【0017】図2にパイロットチャネルを含む無線チャネルの送信電力の時間的な変動を示す。図2に示すように、パイロットチャネルとして割り当てているタイムスロット#1は常時一定の比較的大きな送信電力で送信され、他の通信チャネルとして使用しているタイムスロット#2と#3は送信電力制御され、時間とともに送信電力値は変化する。タイムスロット#4は未使用であり送信されていない。

【0018】従来はパイロットチャネルが1無線チャネルを専有していたため、常時一定送信電力でかつ通信チャネルより比較的大きい送信電力で送信されていた。これにより隣接セルへ大きな干渉を与えていた。これに対し本実施形態ではパイロットチャネルは全時間の1/4しか送信されないため、実質他セルへのパイロットチャネルによる干渉電力は従来の1/4となり、他セルに対する容量劣化の影響を低減できる。

【0019】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、下り無線チャネルを複数のタイムスロットに時間分割して時間分割多重し、複数のタイムスロットの内の1つをパイロットチャネルとして割り当てることにより、従来パイロットチャネルが1拡散コードを専有していたのに対し、本発明では実質的に1拡散コードの時間多重数（1フレーム内のタイムスロット数）分の1のみ専有することとなるため、拡散コード不足に対するパイロットチャネルの影響を低減できる。

【0020】また、本発明によれば、パイロットチャネルとして割り当てるタイムスロットの時間的な位置を、全セルで共通とすることにより、移動局の在圏セル判定処理に關し、タイムスロット番号に関する情報を移動局は拡散コード毎に記憶する必要がなくなる。また基地局から移動局に通知する隣接セルのパイロットチャネルに

関する情報は拡散コードのみでよく、タイムスロット番号を不要にできる。

【0021】更に、本発明によれば、パイロットチャネルとして割り当てる前記タイムスロットのみ常時一定の送信電力で送信し、移動局との通信用の通信チャネルとして用いる他のタイムスロットは送信電力制御を行うことにより、従来パイロットチャネルが1無線チャネルを専有し、常時一定送信電力でかつ通信チャネルより比較的大きい送信電力で送信されていたのに対し、本発明ではパイロットチャネルは全時間の時間多重数（1フレーム内のタイムスロット数）分の1のみしか送信されないため、他セルへのパイロットチャネルによる干渉電力は

従来の時間多重数分の1となり、他セルに対する容量劣化の影響を低減できる。

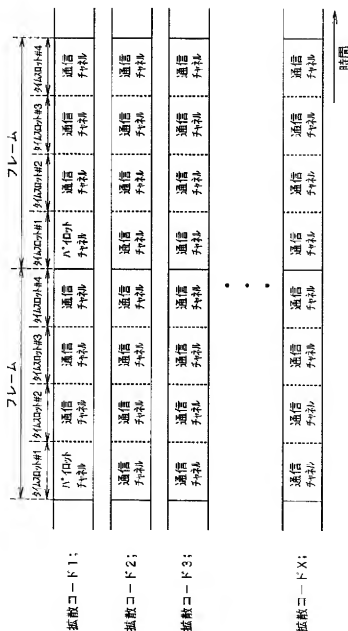
【図面の簡単な説明】

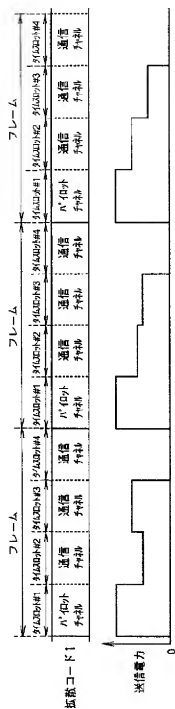
【図1】本発明の一実施形態に係るCDMA移動通信システムにおけるパイロットチャネル配置および送信方法を実施するパイロットチャネルの配置方法の一例を示す図である。

【図2】本発明の他の実施形態におけるパイロットチャネルの送信方法の一例を示す図である。

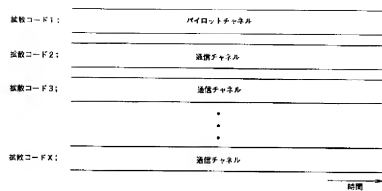
【図3】従来のパイロットチャネルの配置方法を示す図である。

【図1】





【図3】



JP10327126A CDMA RECEIVER

#### Bibliography

##### DWPI Title

Code division multiple access receiver used in mobile communication subtracts corresponding cancellation signals produced by different ones of other path demodulators from CDMA signal associated with that subtractor

##### Original Title

CDMA RECEIVER

##### Assignee/Applicant

Standardized: LUCENT TECHNOLOGIES INC

Original: LUCENT TECHNOL INC

##### Inventor

HUANG HOWARD C ; CHIH-LIN I ; TEN BRINK STEPHAN ; VANNUCCI GIOVANNI

##### Publication Date (Kind Code)

1998-12-08 (A)

##### Application Number / Date

JP1998116412A / 1998-04-27

##### Priority Number / Date / Country

US1997841316A / 1997-04-30 / US

JP1998116412A / 1998-04-27 / JP

#### Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve performance by preventing interference to a multipath caused by a pilot signal by removing the pilot signal of multipath component, which causes the interference of base band received signal, by reconstituting it as prescribed and adding/subtracting that signal later.

**SOLUTION:** A signal  $r_0$  of path 0 and a signal  $r_1$  of path 1 in received decoding signals  $r(n)$  are respectively processed by an on-time selector circuit OTS and inputted to RAKE fingers 603 and 604 later. In this case, pilot reconstitution circuits 606 and 607 are reconstituting pilot signals through predicted attenuation, phase and path delay are respectively added to the fingers 603 and 604, the pilot signal from the path 0 is reconstituted, subtracted from the signal of path 1 by an adder 609 and removed. Similarly, the pilot signal reconstituted from the path 1 is subtracted from the signal of path 0 by an adder circuit 608 and removed and afterwards, the signals are respectively exactly demodulated by fingers 0 and 1 and bit-determined or processed by a viterbi decoder 605.



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも1個のユーザデータチャネルと、複数のL個（Lは2以上の整数）のバスの介しての個々のパイロットチャネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調するCDMA受信機において、前記所望のデータチャネルは、あるバスのパイロットチャネルとは直交し、

（A） L個のバスのうちの1個のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャネルとパイロットチャネルを見積り、減算手段が使用する（L-1）個の除去信号を生成するL個のバス復調器と、

（B） 関連減算手段に関連しない他の（L-1）個のバス復調器のうちの個々の復調器により生成された（L-1）個の除去信号を、減算手段に関連するCDMA信号から減算するL個の減算手段とを有することを特徴とするCDMA受信機。

【請求項2】 前記（L-1）個の除去信号は、再構成されたパイロット信号であり、

前記各（B）減算手段は、前記再構成されたパイロット信号を復調器へ入力される信号から減算するために、前記関連復調器の前に配置されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項3】 前記（L-1）個の除去信号は、一対の相関処理で再構成されたパイロット信号であり、

前記（B）減算手段は、一対の相関処理で再構成されたパイロット信号をそのデータ/パイロットアキュムレータから出力された信号から減算するために、その復調器のデータ/パイロットアキュムレータの後に配置された一対の減算器であることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項4】 前記除去用のパイロット信号は、1個のシンボルに対し実行された第1チャネル見積により得られた最新のチャネル見積を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成され、

前記復調器の入力は、1個のシンボルの間、来入するチップレート信号をバッファリングすることにより得られることを特徴とする請求項2記載のCDMA受信機。

【請求項5】 前記除去用のパイロット信号は、前のシンボル間隔復調から得られた最新のチャネル見積を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成され、これらのチャネル見積は、パイロット信号の再構成と前のシンボル間隔の復調用に用いられることを特徴とする請求項2記載のCDMA受信機。

【請求項6】 第1チャネル見積の前の減算手段は、1個のシンボルに亘って、前のシンボル間隔復調から得られた最新のチャネル見積を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成されたパイロット信号を除去することを特徴とする請求項4記載のCDMA受信機。

【請求項7】 前記一対の相関処理で再構成された除去用のパイロット信号は、利用可能な最新のチャネル見積

を有するチャネル見積アルゴリズムを用いて再構成されることを特徴とする請求項3記載のCDMA受信機。

【請求項8】 チャネル見積アルゴリズムの前に減算手段を有し、この減算手段は一対の相関処理されたパイロット信号を再構成するために用いられる出力を有し、パイロットアキュムレータ信号上の除去用に用いられる一対の相関処理されたパイロット信号の成分の第1中間結果を除去することを特徴とする請求項7記載のCDMA受信機。

【請求項9】 （C） 他の（L-1）個の復調器の遅延時間に関連するパイロット除去信号のパルス形状を再構成する再構成用ローパスフィルタ（RPF）をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項10】 前記（C）再構成用ローパスフィルタは、有限インパルス応答（FIR）フィルタを用いて実現されることを特徴とする請求項9記載のCDMA受信機。

【請求項11】 前記有限インパルス応答フィルタは、ルックアップテーブルを用いて実現されることを特徴とする請求項10記載のCDMA受信機。

【請求項12】 前記再構成用ローパスフィルタは、係数用のルックアップテーブルを用いて実現されることを特徴とする請求項9記載のCDMA受信機。

【請求項13】 （D） 指定されたマルチパス成分の信号パワーに従って、（L-1）個の除去信号の生成を切り切る各復調器内のスイッチ手段をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項14】 前記パイロットチャネルは、少なくとも1個のユーザ信号チャネルに直交することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項15】 前記パイロットチャネルは、あるバスの所望のユーザ信号チャネルに非直交であり、各復調器は、復調される前にマルチパス成分の非直交パイロット信号を除去するために（L-1）個の除去信号と付属の除去信号を生成し、

前記非直交パイロット信号の除去は、各L個の減算手段内の余分の付属的減算を用いて行われることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項16】 前記複数の信号チャネルは、ウォルシュ符号を用いて符号化されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項17】 少なくとも一人のユーザは、複数の信号チャネルを使用することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項18】 前記コヒーレントCDMA信号は、少なくともQ信号チャネルとI信号チャネルを含むことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項19】 CDMAシステムのユーザ局の一部は、少なくとも1つの基地局と複数のユーザ局を含む



ことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項20】 CDMAシステムの基地局の一部は、少なくとも1つの基地局と複数のユーザ局を含むことを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項21】 減算手段の出力をチャンネル重み付けする手段と、前記重み付けされた出力を結合する手段をさらに有することを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項22】 少なくとも1個のユーザデータチャンネルと、複数のL個（Lは2以上の整数）のバスを介しての個別のパイロットチャンネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し、復調するCDMA受信機の動作方法において、前記所望のデータチャンネルは、あるバスのパイロットチャンネルとは直交し、

(A) L個のバス復調器の各々において、L個のバスのうちの1個のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを見取り、特定の減算手段により使用される（L-1）個の除去信号を生成するステップと、

(B) L個の減算手段の各々において、自己の減算手段に関連しない他の（L-1）個のバス復調器のうちの別の1個の復調器により生成された（L-1）個の除去信号を減算手段に関連するCDMA信号から減算するステップとからなることを特徴とするCDMA受信機の動作方法。

【請求項23】（L-1）個の除去信号の1つまたは複数の減算を制御する手段、をさらに有し、

前記（L-1）個の除去信号の各々の減算は、関連データチャンネル信号で受信されたパイロット信号とその変動分に基づいて決定されたしきい値レベルの関数として制御されることを特徴とする請求項1記載のCDMA受信機。

【請求項24】 生成され減算されるべき除去信号の組は、式（6）で与えられることを特徴とする請求項23記載のCDMA受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、符号分割多重（CDMA）受信機に関し、パイロット干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】符号分割多重アクセス（CDMA）は、ワイヤレス通信システムの最も有望なシステムになりつつある。CDMAユーザは、異なる符号シーケンスにより他のユーザから区別されている。CDMA信号がワイドバンドである特徴により、この受信機は、RAKE受信機を用いて内蔵する時間ダイバシティを用いることによりフェージングに耐え得るようになっている。

【0003】RAKE受信機をコヒーレントに実現するためには、パイロット信号を用いてコヒーレント検出に必要なチャンネルの振幅と位相の予測値を得ている。IS-95仕様のCDMAシステムの場合においては、このパイロット信号はユーザの拡散符号に対し直交しており、その結果マルチパスの分散がないという稀な場合においては、パイロット信号は、所望のユーザに対するマッチドフィルタの出力点で干渉を引き起こすことはない。

【0004】しかし、マルチパス分散が存在する場合には、所望の信号に対し直交していない様々な種類のマルチパス成分に起因して、マッチドフィルタの出力点で不要な干渉が存在する。具体的に説明すると、所望のトラフィックチャンネルのあるマルチパス成分にとっては、そのマッチドフィルタの出力は、他のマルチパス成分と、他のチャンネルの他のマルチパス成分と、パイロット信号とに起因する不要な寄与を有することになる。

【0005】パイロット信号は、ダウンリンク信号のバワリーの約20%であるので、そのマルチパス成分は、活性トラフィックチャンネルの全数が多い場合には、近道効果（near-far effect）により、特に所望のユーザのビット決定に対し損傷を与えることがある。従来のRAKE受信機は、チャンネル間のマルチパス干渉に対処策を講じていないため、その結果性能が劣化することになる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】したがって本発明の目的は、パイロット信号干渉除去技術を用いたコヒーレントMC-CDMA受信機を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明のCDMA受信機は、受信信号からパイロット信号を除去する。このパイロット信号は、そのマルチパスパラメータ（振幅、位相シフトと遅延）と、そのシグネチャシーケンス（signature sequence）によって規定されている。この情報はユーザの受信機環境（即ち、ハンドセット）に知られているので、ベースバンドの受信信号の干渉を来すマルチパス成分のパイロット信号が、検出され、所望のマルチパス成分を復調する前に取り除かれる。

【0008】特に本発明のCDMA受信機は、複数のL本（Lは2以上の整数）のバスを介して受信した個々のパイロットチャンネルと、少なくとも1つのユーザデータチャンネルを含むコヒーレントCDMA信号を受信し復調する、そしてこの所望のデータチャンネルは、あるバスではパイロットチャンネルに対し直交している。

【0009】CDMA受信機は、L個のバス復調器を有し、各復調器はL本のバスの内1本のバスを介して受信したCDMA信号からデータチャンネルとパイロットチャンネルを予測し、L個の減算手段（subtractor means）の特定の1つにより使用される（L-1）個の除去信号

(cancellation signals) を生成する。各 L 個の減算手段は、その減算手段に関連する CDMA 信号から (L-1) 個の除去信号 (他の (L-1) 個のバース復調器の別の復調器により生成される) を減算する。

【0010】 前復調型 (pre-demodulation) の実施例においては、この (L-1) 個の除去信号は、再構成されたパイロット信号であり、そして各減算手段は、その関連復調器の前に配置され、再構成パイロット信号をその復調器に入力される信号から減算する。

【0011】 後蓄積型 (post-accumulation) の実施例においては、各 (L-1) 個の除去信号は、相関器で処理され再構成された一対のパイロット信号であり、各減算手段は一対の減算器であり、これらはその復調器のパイロットとデータのアキュムレータ (蓄積器) の後ろに配置され、一対の相関器処理された再構成パイロット信号をそのデータとパイロットアキュムレータからの出力信号から減算する。

【0012】 本発明の他の実施例においては、パイロット信号の除去は、所定レベルを超えて検出されたパス信号レベルに応じてオン、オフに切り換えられる。

【0013】

【発明の実施の形態】 図 1 には IS-95 用に与えられた値を有する同期パイロット符号補助の CDMA 通信リンク用の送信機が示されている。この実施例においては、レート  $R_b$  (ビットレート、シンボルレート) でユーザ j と k からのデータ信号が符号拡散器 101 j と 101 k に接続されている。ここでは長さ g ( $g=64$ ) の異なる直交 Walsh 符号が個々のユーザ用の拡散シーケンスとして用いられている。符号拡散器 101 j と 101 k の出力は、加算器 102 内でパイロット信号と結合されて、Walsh-拡散ベースバンド信号を形成する。最大 (g-1) 個のデータチャネル (制御チャネルを含む) が一度に利用できる (チャネルの 1 つはパイロット信号により占められている)。

【0014】 この Walsh-拡散ベースバンド信号は、例えばレート  $R_c$  で符号化器 104-105 内で別の PN 符号拡散シーケンス (ショートコードあるいはパイロット符号シーケンスとも称する) と乗算される。

【0015】 この拡散 (Walsh 拡散とショートコード拡散の両方) が、広い周波数スペクトラムにデータ信号のバンド幅を広げる。このように得られたチップレート信号は、元のシンボルレート信号よりも  $g=R_c/R_b$  倍だけ広いバンド幅を占有する。例えば、この拡散シーケンスは、I チャネルと Q チャネル (QPSK 拡散) に対しては、異なる周期的二進 PN シーケンス (PN は疑似ノイズ) である。この拡散シーケンスは、「チップシーケンス」とも称し、そのため拡散後の処理レートは、「チップレート」 $R_c$  とも称する。

【0016】 未変調パイロット符号 (Walsh 符号は 0 で、常に +1 で、そのデータは常に +1) がデータ信

号内に組込まれ、受信機のデータチャネルのコヒーレント復調用に位相基準として用いられる。全てのユーザに対して 1 個のパイロットチャネルと十分であるが、それは同期 CDMA リンクだからである。

【0017】 符号化器 104-105 からの出力は、それぞれ FIR フィルタ 106 と 107 でフィルタ処理される。FIR フィルタ 106、107 の出力は、その後それぞれ無線キャリア周波数信号  $\cos(\omega_c t)$  と  $\sin(\omega_c t)$  を用いて変調器 108 と 109 によりアップコンバートされる。変調器 108、109 の出力は無線周波数信号であり、これらの信号はコンバイナ-110 内で結合されて、アンテナ 111 を介して無線で移動局ユーザに送信される。

【0018】 この無線周波数 QPSK/CDMA 信号は、合算された全てのチャネル (データチャネル、パイロットチャネル) を含む。レート  $R_b$  でのベースバンド内 (シンボルとも称する) の 1 ビットは、チャネル上のレート  $R_c$  の g 個のチップからなる。

【0019】 例えば、IS-95 の送信器においては、パラメータは次の通りである。 $R_b=1.2288\text{ Mcps}$  (megachip per second),  $R_c=1.2288\text{ Mcps}$  (megachip per second),  $g=64$ 。

【0020】 図 2 は、移動局で使用される CDMA 受信機を表すブロック図である。アンテナ 201 を介して受信した無線周波数信号は、変調器 202、203 によりそれぞれ無線周波数信号  $\cos(\omega_c t)$  と  $\sin(\omega_c t)$  を用いてダウンコンバートされる。ダウンコンバータの機能を実行する変調器 202、203 の出力は、それぞれアンチリアリシング LPF (ローパスフィルタ) 204、205 によりフィルタ処理されて、ベースバンド I 信号とベースバンド Q 信号を生成する。

【0021】 その後、この I 信号と Q 信号は、デジタル信号プロセッサ (DSP) 209 の制御下で動作する CDMA RAKE 受信機 208 により復号化される。逆拡散されて、出力データ信号 210 を生成する。DSP は、異なるマルチパス成分を追跡する別々のフィンガにより受信したデータ信号の重み付き平均を出力する。

【0022】 パイロット干渉除去 (pilot interference cancellation) を行う本発明の CDMA 復調器フィンガの実施例を説明する前に、従来技術にかかる CDMA RAKE 受信機の動作について説明する。RAKE 受信機は、他のユーザに起因する干渉が存在しない場合には、マルチパス環境内で信号を受信するのに最適なメカニズムである。しかし本発明の CDMA システムは、他のユーザによる干渉が存在する場合に適用される。その理由は、所望の信号と干渉信号の間の相互相関 (cross-correlations) は非常に低く、RAKE 受信機は非常に良好な (しかし必ずしも最適ではない) の性能を与えるからである。

【0023】 RAKE 受信機の例は、次の文献に記載さ

れている。

1) "A Communication Technique for Multipath Channels" by R. Price and P. E. Green Jr.; Proceedings IR E, Vol. 46, Pages 555-570, March, 1998

2) "Introduction to Spread Spectrum Antimultipath Technique and Their Applications to Urban Digital Radio" by G. L. Turin; Proceedings IEEE, Vol. 68, No. 3, Pages 328-353, March, 1980

3) "Digital Communications" by J. G. Proakis; McGraw-Hill, 1989

【0024】図3は、CDMA受信機のブロック図である。RAKE受信機は、マルチパス環境において、異なるパスを介して到達した受信信号の固有の時間ダイバシティの利点を利用して、CDMAシステムの順方向リンクと逆方向リンクの両方で用いられる。

【0025】アナログのI信号(I)とQ信号(Q)は、それぞれA/D回路301と302でデジタル信号に変換される。制御論理回路303は、デジタル信号プロセッサDSPのインタフェース機能と、制御機能と、共通タイミング機能とをCDMA受信機に与える。制御論理回路303は、DSP(図示せず)からのDSPパスを介して受信した信号の制御下で動作する。RSSI(受信信号強度インディケータ)304が、様々な信号パスを介して受信したI信号とQ信号の全受信信号パワーを計算する。

【0026】RAKE受信機においては、数個(通常4個)のほぼ同一機能のフィンガユニット305-308がある。各フィンガ305-308を用いて、マルチパス環境下で異なる空間パスを介して到着した受信信号を復調する。これらのフィンガ305-308は基本的に同一であるが、但しこれらは時間遅延、減衰特性、位相特性が異なる。フィンガユニット308はさらに付属の小型論理回路を有し、それを高速パイロットサーチャとして用いることができる(図1に示したWalsh信号パイロットを検出するコヒーレント受信機内で使用される)。

【0027】パイロットサーチャフィンガ308は、入力信号をパイロットPNシーケンスでもって連続的に相関をとることにより入力信号を検査する。パイロットサーチャフィンガ308は、異なる基地局とマルチパス成分とを検出し、それぞれのPNオフセットを復調用フィンガ305-307に配信する。

【0028】各復調器のフィンガは、入力したマルチパスで歪んだ信号のあるパスのコヒーレント復調を実行する。

【0029】図4は、コヒーレントCDMAの従来技術にかかるレイクフィンガのアーキテクチャである。コヒーレントCDMA受信機内のIS-95RAKEフィンガは、3個の複合相関器を有し、それぞれ402はパイロットオンタイム検出で、403はパイロット早期/

遅延の検出で、404はデータオンタイムの検出用であり、これらが一体となってタイミング信号を再構成する。この構成によりデータ複合相関器404によるWalshチャネル上のデータの復号化と、逆拡散化が可能となる。相関器402-404のデータ出力は、その後DSPパスを介してDSP420に出力される。

【0030】I/QPN生成器405が、入力符号を相関器402-404に与える。Walsh関数生成器406は、Walsh符号をデータ複合相関器404に与える。制御回路407とスリウ制御論理408がRAKEフィンガの動作に制御信号を与え、かつDSPパスへのインタフェースを与える。

【0031】次に従来の変数数の定義を示す。

$T_c$  秒あたりのチップ持続時間

$R_c = 1/T_c$  チップレート、IS-95では1,228.8 Mcps

$R_b = R_c/N_c$  ビットレート(即ち、シンボルレート)、IS-95では19.2 kbps

$N_c$  シンボル(ビット)あたりのチップ数、IS-95では64

【0032】A パイロットゲイン(単一のユーザ振幅と比較した)

$\rho$  各IチャネルとQチャネルに対し、1チップ間隔の間得られたサンプル数(オーバーサンプリング数)

$\Delta T_I = (\Delta_1 + \delta_1 \cdot 1/\rho) T_c$  メインパス成分に対する1番目のマルチパス成分の遅延時間、ここで $\Delta_1$ は整数部分(チップの遅延)で、 $\delta_1$ がチップの分数部分(チップの1/ $\rho$ 部分の遅延)、 $\Delta$ と $\delta$ は整数値で $\delta = 0 \dots \rho - 1$

【0033】 $\tau_1 = \rho \Delta_1 + \delta_1$  サブチップ内のパス0に対する遅延; 1チップは $\rho$ 個のサブチップから構成される( $\tau_0 = 0$ と仮定)

$L$  マルチパス成分の数; インデックスは $1 = 0 \dots L - 1$   
 $r_{(L)}^{(n)}$  他のマルチパス成分からのノイズを含むマルチパス成分1に対するn番目のシンボルの受信信号ベクトル(各ベクトル要素は、複素数)

【0034】 $p_{(L)}^{(n)}$  マルチパス成分1に対するn番目のシンボルのpNショートコード(ショートコード、パイロット符号とも称する)

$s_{k(L)}^{(n)}$  マルチパス成分1(ユーザk)用のn番目のシンボルのシンボルシグネチャコード(Walsh-cod e)でベクトル要素は実数

【数1】

$$r_{(L)}^{(n)}$$

上記の符号は、マルチパス成分1に対するn番目のシンボルから得られた復号チャネル予測値(これはベクトルではない)

【0035】

【数2】

上記の符号は、マルチパス成分1の利用可能なチャネル予測値の組  
【数3】

$$r(\hat{\epsilon}_{0,n})$$

上記の符号は、より信頼できるチャネル予測値（平均化、FIR-LPフィルタ処理）を得るためのチャネル予測値上で実行される関数；計算に使用される最新の予測値はシンボルnの予測値である

【0036】  $y_{(n)}^{(u)}$  マルチパス成分1に対するn番目のシンボルの復調器出力  
 $r^{T,Q}[i] = r[i]$  サブチップレート  $p R_0$  での全合成のp倍でオーバーサンブルされた復号信号  
【数4】

上記は、受信信号ベクトル  $\tilde{r}^{(u)}$ 。

【0037】 従来の受信機  
図5にパイロットオンタイム複合相関器（図4の402）と、データ1オンタイム複合相関器（図4の404）の基本的な復調器の構造をマルチパス成分が0の復合信号処理ブロックとして示す。要素501-504は、パイロットオンタイム相関器402の機能を与え、一方501-503、507、508は、データ1オンタイム相関器404の機能を与える。図5に用いられた複素数のグラフ表示は、図面に示すように入力信号は  $r[i] = r^I[i] + jr^Q[i]$  である（即ち、図4のI信号とQ信号である）。

【0038】 乗入信号  $r[i]$  は、チップシンボルあたりのp個のサンプルである、オーバーサンブルされた複合QPSKDS/CDMAベースバンド信号（ダウンコンパート後の）である。オンタイムセクタ501は、後続の処理のためにチップあたりp個のサンプルのうちの1つをピックアップする。信号  $r^{(u)}[i]$  を乗算器503内で複合共役回路502から受信した適宜に整合化したショートコードのPNシーケンス  $p_{(n)}^{(u)}$  と乗算することによりパイロット信号の逆拡散が実行される。

【0039】 乗算器503からの信号から上側のアキュムレータ通路（1シンボルに亘る蓄積（accumulation））からチャネル予測値（数1式）が得られる。チャネル予測相関器と称するこの上側通路は、アキュムレータ504と選択的にチャネル予測アルゴリズムブロック（Channel Estimation Algorithm Block (CAL)）505と、複合共役回路506とを有する。

【0040】 特定のマルチパスに対するチャネル係数は、シンボル毎に大幅に変化するわけではないので、現在のシンボルに対するチャネル係数予測は、CAL505により改善され、そしてこのCAL505は、アキュムレータ504からの現在の出力と全ての得られたチャ

ネル予測の重み付き平均を生成する。シグネチャーコード  $s_{k(L)}^{(u)}$  の（ユーザkのWalsh符号）を除去すると、下側通路、即ちデータ相関器507-508は二進情報を再構成し、この二進情報を乗算器509内で上側通路からの複素共役チャネル予測値（チャネル重み付け値）と乗算することにより、信号スペース（位相/減衰相関）に整合する。

【0041】 ブロック510は、乗算器509からの複合信号（チャネル予測出力とデータ相関器出力の積）の実部をとり、それを図6のデジタル信号プロセッサ（DSP）620として示す受信機の復号化部分（ビタビ復号化器、スライサーあるいはマルチパス結合器）に入力する。

【0042】 CALブロック505に関しては、チャネル予測値（数1式）は、シンボルレートでもって得られる。（このチャネル予測値は、パイロットチャネルと相関をとることにより得られたためである。）より信頼性のあるチャネル予測値を得るためには、最後のN $\alpha$ 個のチャネル予測値（nはチャネル予測計算アルゴリズムに含まれる最新のチャネル予測値のインデックスとする）のある種の重み付けの和である下記式をとること、例えばローパスFIRフィルタ処理をすることは一般的である。

【数5】

$$r(\hat{\epsilon}_{0,n})$$

【0043】 CALアルゴリズムの利点は、フェージングとVCOオフセットのようなチャネル特性により、制限される。その理由は、チャネルパラメータは、平均化（即ち、線形挿入も可能である）の間ほとんど一定に維持しなければならないからである。CALの複雑さを増加させることを考えると、大部分の時間1シンボルに亘るチャネル予測値で十分であることが分かる。しかし、後述するように本発明のパイロット除去系はある特定のチャネル予測アルゴリズムに限定されるものではない。

【0044】 以下の説明においては、どのチャネル予測値（最新の？）がパイロット再構成に使用されるCALに含まれるか、および復調のどの部分が除去の利点を利用しているかを明確にすることが重要である。復調は常に最新のチャネル予測値の知識を有しているが、パイロット再構成は、必ずしも有しているわけではない。

【0045】 アキュムレータブロックに関しては、その出力点で記憶容量を有している、あるいは要素をホールドできると仮定している。アキュムレータは、各シンボルクロックサイクル毎に最新の蓄積値を新たな蓄積値で更新するまでその値を保持している。

【0046】 図4の従来の受信機に基づいて、前置および後置の復調除去構造の両方に本発明のパイロット除去

系を適用した数個の実施例を示す。本発明の構造は、ブロック 503-510 を含む復調ユニット 520 を用いている。

【0047】図面を単純化するために、2個のパス信号に着目し、このため2個の復調フィンガ、即ちフィンガ0とフィンガ1のみを示す。これ以上の数のパス/フィンガへの拡張は当業者には容易であろう。

【0048】前復調除去系  
前復調除去系においては、パイロット干渉除去（減算）がチップ—サンプル上で実行される。

【0049】図6に本発明のパイロット干渉除去（Pilot Interference Cancellation (PIC)）系の外観を示す。図6の本発明の受信機は、2本のパス611と612のみを経由した信号を受信し、そのため受信機の通常は3本以上のフィンガのうち2本のみを使用する（図3参照のこと）。フィンガ603、604は、それぞれ異なるパス信号601と602を前述した方法で復調するよう動作する。

【0050】この実施例の受信機は、複合信号 $r^{(n)}$ を受信するが、それがパス0とパス1からの両方の信号を表すことは認識していない。これらパス0とパス1の信号は、減衰 $\alpha$ 、位相 $\phi$ 、パス遅延 $\tau$ の点で異なっている。パイロット信号は、受信パス信号のバリエーションの約20%を示すので、パス1のパイロット信号をパス0の受信信号から取り除くことができ、そしてその逆もまた可能であるならば、その結果受信機はより正確な復調を実行できることを発明者は認識した。

【0051】このことを考慮すると、フィンガ603、604を変更してパイロット再構成回路606、607をそれぞれそれらのフィンガ603、604に追加して、パス0からのパイロット信号611と、パス1からのパイロット信号612を再構成する。パス0の受信信号 $r^{(n)}$ である $r^{(0)}$ は、オンタイムセレクタ回路（on-time selector circuit (OTS)）によりまず処理されて、その後変更したフィンガ603により処理される。パス1の受信信号 $r^{(n)}$ である $r^{(1)}$ は、同じくオンタイムセレクタ回路（OTS）602によりまず処理されて、その後修正されたフィンガ604により処理される。

【0052】パイロット再構成回路606、607は、予測された減衰 $\alpha$ 、位相 $\phi$ 、パス遅延 $\tau$ をもってパイロット信号を再構成する。図6に示すようにパス0からの再構成パイロット信号は、加算回路609内でパス1の信号から減算される（即ち除去される）。本発明の前除去系においては、パイロット干渉除去（減算）は、復調が行われる前にチップ—サンプル上で実行される。

【0053】同様にパス1からの再構成パイロット信号は、加算回路608内でパス0の信号から減算される。それぞれパス1とパス0のパイロット信号を減算して得られたパス0とパス1の信号は、その後さらにそれぞれ

フィンガ0とフィンガ1内で正確に復調される。前述したと同様に、フィンガ0と1からの出力信号は、例えばDSP605内で実行されるようなビット決定、あるいはビタビ復号化装置内で処理される。

【0054】A. ーパプファを有するパイロット除去（ディテクタA）

図7はパイロット除去用に最新のチャネル予測を獲得するために、シンボルパプファを用いた2フィンガの前除去に構成の詳細図である。本発明によれば、パイロットを再構成し、それを復調の前に除去する現行のシンボルのチャネル予測値を使用するために、データは蓄積しなければならない。その後この処理は次の3段階で行われる。

【0055】1. 各フィンガ1に対して、受信信号から1番目のマルチパス成分のチャネル予測値を得て、この予測値を用いてパイロットを再構成する。

2. L個の蓄積された受信信号の各々に対して、他の（L-1）個のマルチパス信号により引き起こされたパイロット干渉を除去するためにこの再構成されたパイロットを使用する。

3. このようにして得られた信号を復調する。

【0056】図7は、この手順に従って作用する構成を示す。以下の説明においては、ダッシュを付けた番号は、ダッシュの付いていない番号のブロックと同一の働きをする。図6に示すようにブロック501'-505'、509'、520'は、ブロック501-505、509、520（図5に示す）と同じ働きをする。ブロック700と700'は、正規化された（705と705'により）チャネル予測値（504-505、504'-505'を用いて得られた）を用いる別個のパイロットディテクタである。

【0057】パイロットディテクタ700と700'のバルス整形は、それぞれRLPブロック701と701'（再構成ローパスフィルタ）を用いて考慮に入れられる。RLP701と701'は、遅延が複数のチップ持続期間に存在しない場合には必要である。バルス整形を考慮しないビットエラーレート（Bit Error Rate (BER)）は増加する。RLPの実現方法を以下に説明する。

【0058】パイロットディテクタ701と701'がパイロット信号を再構成している間、シンボルパプファ703-704と703'-704'により、シンボルデータを蓄積しておくことができる。

【0059】一方のブランチにおいてRLPにより導入された遅延を除去するために、小さなRLP遅延パプファ $z^{-D}$ が他方のブランチに付加されるために必要である（Dはチップ—サンプルのRLP遅延で、 $D=N/2$ で、NはRLPフィルタのタップ数）。かくして遅延量 $z^{-D}702と702'$ は、それぞれRLP701と701'を補償する。

【0060】選択事項として、あるチップの範囲における遅延オフセット（シンボル毎のチップの全数に比較して小さな）に対して、遅延 $706-708$ と $706'-708'$ として示される下記の整合バッファの影響を考慮してもよい。

【数6】

$$z^{-\Delta_i}, \bar{\Delta}_i = (\max \Delta_i) - \Delta_i$$

【0061】このような影響は、無視できると我々は考えた。理由は実際に実現する際に全てのフィンガの出力の組み合わせはシンボルレートで実行されるからである。それ故に整合バッファ $706-708$ 、 $706'-708'$ は必要ではない。このことを考慮すると、チップサンプリングレベルで整合バッファに必要とされるハードウェアは必要ではない。そのため以下に示す実施例では、この整合バッファは取り除いてある。

【0062】パス0のパイロット信号がパイロットディテクタ700内で再構成された後、このパイロット信号は加算器711'に加えられ、復調器520'による信号の復調の前にパス1の信号から減算される。パイロットディテクタ700のRLPブロック701からの非パルス整形（遅延しただけであり、RLPの説明を参照のこと）出力は、遅延され、共役化され、乗算器503への入力として用いられる。

【0063】同様にパス1のパイロット信号は、パイロットディテクタ701'内で再構成され、これは加算器711に加えられ、復調器520による信号の復調の前にパス0の信号から減算される。パイロットディテクタ700'のRLPブロック701'からの非パルス整形出力は、遅延され、共役化され、そして乗算器503への入力として用いられる。

【0064】本発明の他の実施例によれば、ディテクタAを変更すると、パイロット再構成に使用されるチャンネル予測値（ $700$ と $700'$ から得られる）は、復調プロセス（復調器520と520'による）にも使用できるようになる。このような実施例においては、本発明はフィンガあたり2個の位相予測部とCALブロックを必要としない。しかし、このことを実行することにより、データ相関器のみがパイロット除去から利点を受け、そのためこの構成はBER性能が落ちる。この同一構成の若干の変更は、次に述べるディテクタCについても適用可能である。

【0065】図8、9には図7のディテクタAのタイミングチャートを示す。図8のタイミングチャートは、パイロット再構成用のチャンネル予測値が、シンボルタイミングに対していかに得られるかを示したものである。シンボルバッファ（例、703）は、シンボルnのパイロット除去がシンボルnのデータから得られたチャンネル予測値（最後に得られたチャンネル予測値）に対し実行することを補償している。整合バッファ（例、706）によ

り、パイロット除去用の新たなチャンネル予測値は復調プロセスの開始点で得られる。

【0066】図9には、パイロット再構成用のチャンネル予測値が整合バッファを利用しないタイミングチャートを示す。整合バッファを有しない性能の劣化は、遅延オフセット $\tau_{\text{eff}}$ があるチップのディメンション内にある場合には（ $\tau_{\text{eff}} = 0$ と仮定して）無視できる。

【0067】ディテクタAの動作

レイレイフフェージング環境においては、ディテクタAの利点は、ディテクタがパイロット再構成用に得られる最新のチャンネル予測値を有しており、これがチャンネル特性がシンボル毎に大幅に変わるような場合にBER上に好ましい影響を有することである。

【0068】しかし、AWGNチャンネルにおいては、チャンネル特徴はシンボル毎に変化しないので、検出器Bに対する改善点は存在しない。

【0069】パイロット信号を再構成するために、チャンネル予測値は除去段を過ぎない信号から得られる。この点に関しては、後述する巡回構成は利点を有するが、その理由はチャンネル予測値は除去段を既に通過したデータから得られ、それ故にノイズの影響が少ないためである。

【0070】実際にはチップサンプリングは、4ビット解像度（1サンプルとQサンプル）を有する。かしてパイロット再構成プロセス全体は、低ビット解像度（RLP: 4ビット、チップレート乗算: 4ビット）でもって動作することができる。位相整形を考慮しない場合には、チップレートでの乗算さえも必要ではない。チップレートの乗算を避ける別の方法は、後述する後変調計で説明する。

【0071】B-バッファなしの循環型構成（ディテクタB）

図10には前のチャンネル予測値を用いることのない循環型前除去を使用する受信機を示す。この構成は、バッファが必要ないために実現するのに最も有望な構成である。付属のハードウェアは最少で済む。復調器520（フィンガ0）と520'（フィンガ1）から前のシンボルn-1の復調に用いられるチャンネル予測値1001と1001'をそれぞれフィンガ0と1の次のシンボルnのパイロット信号の再構成と除去に再利用する。このパイロット再構成は、回路1010と1010'で行われる。除去は、減算器711、711'内で行われる。ディテクタBは、残りのブロックは、前述したブロックと同一の番号を付している。

【0072】図11には、パイロット再構成用にチャンネル予測タイミングを示すディテクタBのタイミングチャートを示す。シンボルnのパイロット除去は、シンボルn-1のデータから得られたチャンネル予測値と共に一部が動作する（シンボルn、n-2の予測値と共に）。

【0073】ディテクタBの動作

この構成の不利な点は、最新のチャネル予測値が除去に利用できないことであり、その結果高速のフェージング環境において、性能が劣化することになる。

【0074】しかし、循環ループには有効な副次的効果がある、この構成ではパイロット信号を再構成するのに用いられるチャネル予測値は、前述したパイロット除去段を通過したデータから得られる。

#### 【0075】C-再パツファを有する循環構成（ディテクタC）

図12は、上記で説明した2つの概念を組み合わせた構成を示す。まず第1に、パイロット再構成用にCAL内で得られる（700と700'）による最新のチャネル予測値を有するパツファ（即ち、703と703'）を用い、そして第2に、循環ループ（即ち、1010と1010'）を用いて、その結果パイロット再構成のチャネル予測値も前のチャネル除去から利点を得ることができ。

【0076】同図に示すように巡回ループブロック1010'により、パス1からの検出パイロット信号は、（加算器1210を用いて）パス0のパイロット検知器700へ入力される信号から減算される。同様に巡回ループブロック1010により、パス0からの検出パイロット信号は、（加算器1210'を用いて）パス1のパイロット検知器700'へ入力される信号から減算される。再びディテクタCの残りのブロックは、前述した図と同一の方法で番号がふられている。

【0077】パイロット再構成用のチャネル予測値を使用するディテクタC用のタイミングチャート（図示せず）は、ディテクタAのそれと類似する。但し、パイロット再構成用のよりよいチャネル予測値を提供するさらに別の除去手段を有する点が異なる。

#### 【0078】ディテクタCの動作

ディテクタCは、パイロット再構成用に得られる最新のチャネル予測値と前の除去から利点を有するデータから得られるパイロット再構成用のチャネル予測値の両方を組み合わせる。しかし、ディテクタBの性能向上は、ハードウェアの複雑さ（シンボルパツファとRLPを用いた第2のパイロット再構成処理とサブレートでの乗算が必要である）を正当化できるほど優れたものではない。

#### 【0079】後善積除去系

この後除除去系においては、パイロット除去（減算）は、シンボルレートR<sub>B</sub>で実行される。後除除去を行う目的は、サブレートR<sub>B</sub>での乗算を回避するためである。

#### 【0080】A-後復調除去（ディテクタD）

前除去系においては、例えば図13においては、再構成パイロット信号C<sub>01</sub>[i]は、復調の前にサブレートで受信信号r[i]から加算器1300内から除去される。図13のAにおいては、除去段（加算器1301と1302）は、蓄積器（1303と1304）の後ろ

に配置され、シンボルレートサンプルに対し除去を実行する。

【0081】図14のディテクタDは、オンタイムセレクト501と501'、CAL回路1410と1410'、復調器520と520'とパイロットディテクタ1410と1410'、加算回路1420とを有する。オンタイムセレクト501と501'と復調器520、520'の動作は前述した通りである。

【0082】ディテクタDは、個々に蓄積され（パイロットディテクタ1410と1410'内で）、シンボルレートR<sub>B</sub>でのチャネル予測値（復調器520と520'とCAL回路1401と1401'からの）で乗算された（乗算器1402、1403と1402'、1403'）再構成パイロット信号を用いる。その後1402と1402'から得られたパイロット信号は、加算器1421と1421'内で加算されて、それぞれ520と520'のトラフィック（データ）信号となる。その後乗算器1403と1403'から得られたパイロット信号は加算器1422と1422'内で加算されてそれぞれ後復調器520と520'のチャネル予測値になる。

【0083】後除去の有効な副次的効果は、パイロット再構成用にCAL内に最新のチャネル予測値を含むためにシンボルパツファ（例、図7の703）はもはや必要なく（そして整合パツファ、例えば706さえも必要ではない）、その理由はチャネル予測乗算は、現行シンボルの終わりまで遅延するからである。ディテクタDの構成は、図7に示す整合パツファを示すディテクタと等価であるが、シンボルパツファも整合パツファも必要とはしていない。

【0084】図15にはディテクタDのタイミングチャートが示されている。同図に示すようにシンボルレートR<sub>B</sub>での蓄積器の結果は、全てのパスが時間的に整合するまで保持され（遅延オフセットは、シンボル期間よりも通常短い）、そしてその後除去が最新のチャネル予測値で実行される。シンボルレートでの遅延整合制御（蓄積器の出力が保持される）は、同図には明示していない。ディテクタDの性能はディテクタAのそれと類似である。

#### 【0085】B-多段後除除去（ディテクタE）

ディテクタDの後除除去系は、前のパイロット除去の利点を利用するチャネル予測値を用いてパイロット信号の除去を行わなかった。ディテクタEの構成を図16に示す。

【0086】ディテクタEは、オンタイムセレクト501と501'、CAL回路1401と1401'、復調器520と520'、パイロットディテクタ1410と1410'、加算回路1420、乗算器1402、1403と1402'、1403'とを有し、これらの動作は前述した通りである。さらにまたディテクタDは、CAL回路1601と1601'と乗算器1602と16

0 2' とを有し、1 4 1 0 と 1 4 1 0' のチャネル予測値のみが更新される (refined) ような第 1 除去段を提供する。その後、より良好なチャネル予測値を用いて実際の除去が加算回路 1 4 2 0 内で行われる。

【0087】ディテクタ E のタイミンググラフは、図 1 5 のディテクタ D のそれと同一である。

#### 【0088】ディテクタ E の動作

ディテクタ E の動作は、ディテクタ C に類似する (若干良好であるが)、その理由はパイロット再構成に使用される、あるいは除去前の全てのチャネル予測値は最新のものだからである。より良好なチャネル予測値を得るためには何段の除去段でも用いることができる。しかし、最も可能性のあるものとしては 1 段ではハンドセット受信機 (図 2) 内で実現するのに値しない、その理由は、若干良好な程度のチャネル予測値の利点は、それほど重要ではないからである。

#### 【0089】E-3 フィンガ構成の例

図 1 7 には、前のチャネル予測値 (即ち、図 1 0 のディテクタ B) と働くバッファを有さない循環前除去を用いた 3 フィンガ (3 パス) の受信機の構成を示す。1 S-9 5 のハンドセット受信機では 3 フィンガの設計のものが提案されている。

【0090】RLP (例、6 0 1) は 2 個の出力を有するが、その理由はこの 2 個の他のフィンガ 1, 2 は、そのオンタイムサンプルに対し異なるタイミングを有することがあるからである。かくして、例えばパイロット 0 のパルス整形の再構成は、フィンガ 1 2 に対し、2 個の異なる部分遅延オフセット  $\delta_1$ 、 $\delta_2$  を必要とする。

$$h[i] = \text{sinc}\left(\pi \frac{i}{T}\right) \frac{\cos\left(\pi \alpha_{\text{off}} \frac{i}{T}\right)}{1 - \left(2\alpha_{\text{off}} \frac{i}{T}\right)^2} = \begin{cases} 1, \frac{i}{T} = 0 \\ 0, \frac{i}{T} \neq 0 \text{ (ISI-free)} \end{cases} \quad (2)$$

ロールオフ係数  $\alpha_{\text{off}}$  (1 S-9 5 では  $\alpha_{\text{off}} \approx 0$ ) で、 $i$  はサブチップサンプリングデグリスである。

【0094】図 1 8 には、サブチップインデックスを有する信号 P [i] のショートコードシーケンスを示す。図 1 9 には、最大 4 個のサイドローブのナイキストレイズドローサインフィルタ (Nyquist-raised cosine filter) の正規化された時間領域インパルス応答を示す。

【0095】図 2 0 には、マルチパス成分 0 のパルス整形パイロットの例を示す。上記のパイロット信号は、マルチパス成分 0 に属する。その後チップレートでのオンタイムサンプルは、(理想的には) +1 または -1 (正規化された) のいずれかである。その理由は、ナイキストパルス整形フィルタは、送信機内で用いられるからである (オンタイムサンプルには近傍インパルスの ISI は存在しない)。実際には、送信機内に二乗根のナイキストレイズドフィルタ (square-root Nyquist raised filter) が存在する受信機内のパルス整形マッチドフィルタ (また、二乗根のナイキストレイズドフィルタ) と共に受信機のベースバンド内でナイキストレイズ

フィンガ 0 (パス 0) においては、フィンガ 1, 2 (パス 1, 2) の両方からのパイロットは、フィンガ 0 に入力される信号から除去される。同様にフィンガ 1, 2 もその入力信号から除去された他のチャネルのそれぞれのパイロット信号を有する。この受信機の残りの部分は図 1 0 の B で説明したディテクタと同一の動作をする。

#### 【0091】再構成ローパスフィルタ (RLP)

大部分の時間  $T_c$  ( $\delta_1 \neq 0$ ) の小数点以下の遅延となるマルチパス成分が存在する。その後、パルス整形が考慮に入れられる。

#### 【0092】A-パルス形成の再構成の必要性

図 1 8-2 0 は、マルチパス成分のタイミングオフセットが  $T_c$  のマルチパス内に存在しない場合に、パルス整形再構成ローパスフィルタ (RLP) の必要性を示している。マルチパス成分 0 のサンプリングパイロット信号 (例、1 チャネル) の一部を示す。この実施例においては、サンプリング時間は、 $T_s = 1 \cdot T_c / \rho$  と仮定し、ここで  $i$  は整数で、 $1/Q$  位相シフトは存在せず、信号はオンタイムサンプルで 1 に正規化されていると仮定している。

#### 【0093】

#### 【数 7】

$$\text{pilot}_0^i[i] = P_0^i[i] \cdot h[i] = \sum_{j=-\infty}^{\infty} P_0^i[j] \cdot h[i-j] \quad (1)$$

正規化されたナイキストパルスシェーブでは、

#### 【数 8】

ドロサインパルス整形が得られる。

【0096】このパイロット信号を他のマルチパス成分 (フィンガ)、例えば成分 1 から除去するために、それぞれのマルチパス成分 1 のオンタイムサンプルにおいて、パイロット信号 0 のパルス整形を考慮する必要がある。言い換えると、マルチパス成分 0 のパイロット信号を成分 1 から除去するためには、信号 1 (RLP 係数  $\alpha_1$ ,  $\delta_1$ ) のオンタイムサンプルで、パイロット 0 のパルス整形を再構成する必要がある。  $T_c$  のマルチパス内に遅延を仮定していないので、成分 1 のオンタイムサンプルはどこか (in between) にあり (このことは  $\delta_1 \neq 0$  を意味する)、それ故に (1) によればパイロット信号 0 のパルス整形は重要である。

【0097】再構成ローパスフィルタの FIR での実現方法は、極めて単純である。N タップ (N は偶数) の有限級数をもって、式 (1) の離散畳み込み加算を近似する。

【0098】図 2 1 には、再構成ローパスフィルタ (RLP) の FIR 実現を示す。FIR 係数は、 $\alpha_1$ ,  $\delta = h$



$[(j - N/2) \cdot \rho + \delta]$  で、それ故に遅延  $\tau = \rho \Delta + \delta$  の分岐部分  $\delta$  に依存している。 $\delta = 0$  の場合には、 $\alpha_{N/2, 0} = 0$  のみで、他の係数はゼロとなる。これは  $T_c$  の整数倍数 (integer multiples) の遅延についてである。チップレートでのパルス整形出力は次式で表される。

【数 9】

$$pilot_0^T[i] = \sum_{j=0}^{N-1} a_{j, \delta} p^{T, \delta}[i-j]$$

ここで  $i$  はチップサンプリングインデックスで、 $p^{T, \delta}[i]$  はショートコードシーケンスである。

#### 【0099】 RLP を実現する他の側面

1. タップの非常に小さな数  $N$  (4 さらにはまた 2 でさえ) もパイロットパルス整形の十分な近似を得るのに十分であることが分かる。

2. 乗算器 (係数) は単純なスイッチである、その理由は来入 PN シーケンスは、+1 と -1 からのみ成立しているからである。

3. パルス整形  $h[i]$  は、 $N/2 \cdot \rho$  の値に対する (対称の) ルックアップテーブルとして記憶できる。かくして  $N = 4$  タップ、 $\rho = 8$  と 4 ビットの値に対しては、テーブルのサイズは 64 ビットである。

【0100】 4. 1 個のルックアップテーブル (そしてスイッチも加算器も不必要) として実現できる。来入 PN シーケンスの  $N$  個の二進値を過り、少数点以下の遅延 (fractional delay)  $\delta = 0 \cdots \rho - 1$  に従って出力を生成する。このテーブルのサイズは、 $2^{N \cdot \rho}$  の値であり、対称性を利用して  $1/4$  に縮めることができる。しかし、より複雑なアクセスメカニズムが必要となる。そして再び  $N = 4$  タップで、 $\rho = 8$  と 4 ビットの値の場合には、テーブルサイズは対称性を利用しない場合には 512 ビットで、対称性を利用した場合には 128 ビットである。最も可能性のあるものとして 3 が実現し易い。

【0101】 5. FIR フィルタにより導入されたチップレベルでの遅延処理は、 $D_{FIR} = N/2$  チップである。この遅延を補償するために、PN ショートコードの RLP への入力、PN シーケンスを復調することに比較して  $D$  個のチップだけ前もって実行される (PN 周期内) の。このことは、タップ付き遅延ラインの中央部から復調用の PN シーケンスを取り出すことにより容易に実行できる (図 21 のポイント X を参照のこと)。

【0102】 6. フィンガあたり再構成する 2 個以上のパイロット信号が存在する (マルチパス成分 1, 2 に対し、2 個の異なる少数点以下遅延オフセット  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  でパイロット 0 を再構成する) 場合には、それぞれの遅延オフセット  $\delta_2$  に従ってフィンガ 0 で第 2 の RLP を必要とする。RLP フィルタのタップ付き遅延ラインは、両方にとって同一であるため、新たな組の係数  $a_{j, \delta_2}$  を既存の RLP  $a_{j, \delta_1}$  に加え、タップ付き遅延

インを共有する必要がある。これにより複雑さが解消する。

#### 【0103】 さらなる実装方法

高速フェージングのシミュレーションにおいては、パイロット干渉除去は、パイロット信号再構成用に使用されるチャネル予測値が所定のパワーしきい値を超えたマルチパス成分から得られる場合にのみ、パイロット干渉除去を実行しなければならないことが分かった。それ以外の場合には、悪いチャネル予測値を用いることによりパイロット除去の BER 利点を不必要に損うことになる。

【0104】 この目的のために単純なスイッチが提案されている設計の各フィンガに付加され、その成分の受信信号パワーが小さすぎる場合 (短く深いフェージングに起因して) には、それぞれのマルチパス成分用のパイロット除去を切り離す。各マルチパス成分の信号パワーは、実際の実現方法でいずれにしても計算できる。かくして、余分のハードウェアは必要とされないが、但しスイッチとしきい値検出器は必要である。

【0105】 本発明の他の特徴によれば、スイッチは特定のパイロット信号用のパイロット干渉除去を行うか否かを制御する。このスイッチの決定は、最小平均二乗誤差基準 (minimum mean-squared error criterion (MMSE)) に従うと最適であり、線形結合器としきい値装置を用いて実現できる。単純な決定デバイスでは、キャンセリングパイロットの最適組を決定し、理論的に本発明のパイロット干渉除去システムの性能を向上させる。

【0106】 図 22 は、決定ユニット 2203 により制御される付加切り換え機能 (2201, 2202) を有する図 6 の改善型 PIC データあるいは受信機を示す。下記の式をシンボル期間  $n$  の間、1 番目のフィンガに干渉除去されたパイロットの組とする。

【数 10】

【0107】 パイロット  $\hat{A}_0^{(n)}$ 、パス 1 のチャネルを予測するために必要であるため、フィンガ 1 から除去することはできない。そのため数 10 式は、 $\{0, 1, \dots, j, \dots, (L-1) : j \neq 1$  の組のサブセットである。(例えば、 $L=3$  の場合には、除去セットの可能なグループは、下記式である。)

【数 11】

$$\hat{A}_0^{(n)} = \{1, 2\}, \quad \hat{A}_1^{(n)} = \{0, 2\}, \quad \hat{A}_2^{(n)} = \{0\}$$

【0108】 次に述べる基準を用いて、下記のチャネル予測を用いると、

【数 12】

$$\hat{a}_0^{(n)} \quad (a)$$

$$\hat{a}_1^{(n)} \quad (b)$$

決定ユニット2203は、次のシンボル間隔で下記のパイロット除去組を決定する。

【数13】

下記の場合には、トランスミッタはオンで、パイロット0は数12(a)を用いて再構成され、次のシンボル間隔でフィンガ1への入力から除去される。

【数14】

【0109】それ以外(下図)の場合には、スイッチ2201はオフとなり、フィンガ1に対してはパイロット0の信号除去は発生しない。

【数15】

同様に下記の場合には、スイッチ2202はオンとなり、パイロット1は数12(b)を用いて再構成され、次のシンボル間隔でフィンガ1への入力から除去される。

【数16】

それ以外に数15式の条件に当てはまらず、スイッチ2203はオフとなり、フィンガ0に対するパイロット1信号除去は発生しない。

【0110】図23は、L=3フィンガのRAKE受信機の実現方法を示す。図23は、決定ユニット2301とスイッチ2202、2204が付加された図17である。パイロットを除去しようとしているフィンガのマル

チパス遅延を適合するために、個別の再構成ローパスフィルタ(RLPF)を用いて、パイロット1の(L-1)個のバージョンを再構成しなければならない。

【0111】例えば、パス0に対しては、パス1と2用のパイロット信号(1710'と1710''内)を再構成し、その後これらはパス0の信号から減算される(加算器2305を用いて)。同様にパイロット0と1は、パス2の信号から(加算器2307を用いて)減算され、パイロット0と2は、パス1の信号から(加算器2306を用いて)減算される。

【0112】スイッチ機構の変形例

パイロット干渉除去用MMS Eスイッチセットの変形例を示す。この目的はRAKEフィンガ出力の和の平均二乗エラーを最少にする下記のスイッチセットを決定することである。

【数17】

フィンガ1の出力は、 $\hat{G}_1^{(n)}$ のスイッチセットの関数である。

【数18】

$$y^{(n)}(\hat{G}^{(n)})$$

【0113】この目的は、次の式を評価することである。

【数19】

$$\{\hat{G}_0, \dots, \hat{G}_{L-1}\} = \arg \min_{\hat{G}_0, \dots, \hat{G}_{L-1}} E \left[ \left( \sum_{i=0}^{L-1} y_i(G_i) - \sum_{i=0}^{L-1} \bar{y}_i \right)^2 \right] \quad (3)$$

ここで下記であり、そしてランダム符号、干渉データビット、背景雑ノイズに関して予測をとる。

【数20】

$$\bar{y}_i = E(y_i(G_i))$$

$$\begin{aligned} E \left[ \left( \sum_{i=0}^{L-1} y_i(G_i) - \sum_{i=0}^{L-1} \bar{y}_i \right)^2 \right] &= E \left[ \left( \sum_{i=0}^{L-1} (y_i(G_i) - \bar{y}_i) \right)^2 \right] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} E \left[ (y_i(G_i) - \bar{y}_i)^2 \right] + \underbrace{2 \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=1}^{L-1} E \left[ (y_i(G_i) - \bar{y}_i)(y_j(G_j) - \bar{y}_j) \right]}_0 \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} \text{Var}(y_i(G_i)) \end{aligned}$$

【0114】和の分散(variance)は、分散の和であるので、(3)式の元の決定ルールは、次のようになる。

【数22】

MMS Eセットは、式(5)で表される。  
【数23】

$$\hat{G}_l^{(n)} = \left\{ j : \|c_j^{(n)}\|^2 \geq \text{Var} \left[ \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right], j \neq l \right\} \quad (5)$$

【0115】実際のチャネルパラメータ  $c_j^{(n)}$  は不明であるので、決定に際しては下記の予測値を使用しなければならない。

【数24】

しかし、この置き換えは、 $\hat{c}_j^{(n)}$  自身の数10式に依存することになる。このような状況を修復するために、シンボル間のチャネル変動は小さく、したがって式(6)の

$$\hat{G}_j^{(n)} = \left\{ j: \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right\|^2 \geq \text{Var} \left[ \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}_j^{(n-1)}) \right], j \neq 1 \right\} \quad (6)$$

【0116】パイロット  $j$  の除去の決定は、対応する予測された下記のチャネルパワーと、チャネル予測値の変動にのみ依存する。

【数27】

この決定の背景にある直感は明かである。パイロット信号  $j$  のパワーは、予測値の変動よりも強くなると、 $c_j^{(n)}$  の基づいた再構成パイロット干渉は、信頼性が十分高く、その結果フィンガ入力からそれを除去することは、出力MSEを低下させる。

【0117】それ以外にパワーが弱すぎる場合には、再構成されたパイロット干渉を除去することは出力MSEを実際に増加させる。  $j \neq 1$  という条件を除いて、この決定はフィンガ1、パイロット干渉除去用の目標フィンガには依存しない。したがって、数10式の組は1の個数ではないが、但し1は数10式のメンバではない、その理由はパイロット1をフィンガ1から除去することができないからである。

【0118】この例外を考えると、数17式は、下記で

$$V(l, n-1, \hat{G}^{(n-1)}) = \frac{1}{N} \left[ \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} V(j, n-2, \hat{G}^{(n-1)}) + \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)} \right\|^2 + \frac{KA_1^2}{A_0^2} \sum_{j \neq 1} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)} \right\|^2 \right] + \frac{2\sigma^2}{A_0^2} \quad (7)$$

【0120】ここで、 $N$ は拡散係数(1S-95では  $N=64$ )で、 $K$ は活性データ/同期チャネルの数、 $2\sigma^2$  はチップあたりの熱ノイズパワー、 $A_0$  はパイロット振幅で、 $A_1$  は  $K$  個のデータ/同期チャネルの各々の振幅である。シンボル間隔  $(n-2)$  からのチャネル予測

$$V(l, n-1, \hat{G}^{(n-1)}) = \frac{1}{N} \left[ \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} V(j, n-2, \hat{G}^{(n-1)}) + \sum_{j \neq 1, j \in \hat{G}_j^{(n-1)}} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \right\|^2 + \frac{KA_1^2}{A_0^2} \sum_{j \neq 1} \left\| \hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \right\|^2 \right] + \frac{2\sigma^2}{A_0^2} \quad (8)$$

【0121】各シンボル間隔において除去セット数10式(1=0...L-1)は、次のステップを用いて決定で

除去セットを与えるために、下記式(8)の代わりに下記式(9)を用いる。

【数25】

$$\hat{c}_j^{(n-1)}(\hat{G}^{(n-1)}) \quad (a)$$

$$\hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}^{(n)}) \quad (b)$$

【数26】

表すことができる。

【数28】

前に説明した実施例での除去セット数11式は、式(5)または(6)によれば許されない。その理由はパイロット1は、フィンガ0からは除去されるが、フィンガ2からは除去されないからである。

【0119】除去セットの有効グループは、次式である。

【数29】

これらの組は、下図を用いて表すこともできる。

【数30】

そして次式を規定する  $\hat{G}^{(n)}(02)$  は、

【数31】

$$V(l, n, \hat{G}^{(n)}) = \text{Var} \left[ \hat{c}_j^{(n)}(\hat{G}^{(n)}) \right]$$

次のように示される。

【数32】

値をシンボル間隔  $(n-1)$  からの実際のチャネルパラメータの代わりに用いることにより式(7)は次の式となる。

【数33】

きる。

・式(8)を用いて  $l=0 \dots L-1$  に対し、下記チャネ

ル予測変動を計算する。

【数3.4】

・式(6)を用いて $\hat{h}_{n,l} = 0 \cdots L-1$ を決定する。

【0122】以上述べたようにパイロット干渉除去検出器用のスイッチ機構の変形例は、最少平均二乗エラーのRAKE検出器の出力を提供できる。このスイッチに対する決定ルールは、パスI ( $I=0 \cdots L-1$ )のチャネル予測値のバワーが高い(即ち、その予測値の変動よりも大きい)時には、このチャネル予測値を用いて再構成された関連パイロット信号は信頼性があり、他の( $L-1$ )個のRAKEフィンガ入力から除去しなければならない。チャネル予測値のバワーが低い場合には、再構成されたパイロット信号は信頼性がなく、このパイロットを用いた除去を行ってはならない。

【0123】

【発明の効果】本発明のCDMA受信機は、Walsh符号パイロット周波数とWalsh符号化を用いてコヒーレント動作を与えるように順方向リンクで使用する例を用いて記載したが、コヒーレント動作を維持するような他の公知の符号系列をCDMA送信器とCDMA受信機(通常順方向リンク)の両方に用いることもできる。さらに本発明のコヒーレント受信機は、コヒーレント順方向リンクを例に説明したが、コヒーレント逆方向リンクにも使用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の動作を説明するCDMA通信リンクの送信器を示す図

【図2】移動局で使用するCDMA受信機のブロック図

【図3】CDMA受信機のブロック図

【図4】コヒーレントCDMAの従来技術にかかるレイクフィンガのアーキテクチャ

【図5】パイロットオンタイムとデータ1オンタイムの複合相関器(complex correlator)の基本的な復調器の構造を示す図

【図6】2フィンガのコヒーレントCDMA受信機に適用される本発明のパイロット除去系のブロック図

【図7】本発明による前復調除去系の第1実施例(ディテクタA)を表す図

【図8】シンボルタイミングに関し、いかにパイロット信号再構成用のチャネル予測値が得られるかを表す図7のディテクタA用のタイミングチャート

【図9】シンボルタイミングに関し、いかにパイロット信号再構成用のチャネル予測値が得られるかを表す図7のディテクタA用のタイミングチャート

【図10】バッファを処理しない循環前除去を用いたディテクタBを表す図

【図11】図10のディテクタB用のタイミングチャート

ト

【図12】バッファ処理する循環前除去を用いたディテクタCを表す図

【図13】本発明による前除去系を表す図で、Aは後除去系を表す図

【図14】後除去を用いたディテクタBのブロック図

【図15】図14のディテクタD用のタイミングチャート

【図16】多段後除去を用いたディテクタEのブロック図

【図17】3フィンガコヒーレントCDMA受信機に適用される本発明のパイロット信号除去系(ディテクタBによる)のブロック図

【図18】パルス整形(pulse-shape)再構成ローパスフィルタ(Reconstruction Low Pass Filter(RLP))の必要性を示す図

【図19】パルス整形再構成ローパスフィルタ(RLP)の必要性を示す図

【図20】パルス整形再構成ローパスフィルタ(RLP)の必要性を示す図

【図21】RLPのFIR実現手段を表す図

【図22】本発明により切り換え可能なパイロット干渉除去手段を含む2フィンガコヒーレントCDMA受信機を表す図

【図23】本発明により切り換え可能なパイロット干渉除去手段を含む3フィンガコヒーレントCDMA受信機を表す図

【図24】多段後除去を用いたディテクタEのブロック図

【符号の説明】

101 符号拡散器

102 加算器

104-105 符号化器

106, 107 FIRフィルタ

108, 109, 202, 203 変調器

110 コンバイナ

111, 201 アンテナ

204, 205 アンチリアシングLPF(ローパスフィルタ)

208 CDMARAKE受信機

209 デジタル信号プロセッサ(DSP)

210 出力データ信号

301, 302 A/D回路

303 制御論理回路

304 RSSI(受信信号強度インディケータ)

305-308 フィンガ

402, 403, 404 データ複合相関器

405 1/QPN生成器

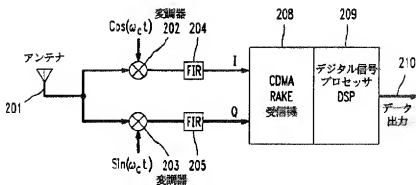
406 Walsh関数生成器

407 制御回路

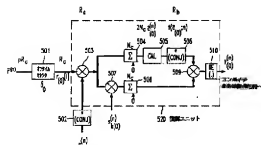
408 スリウ制御論理  
 501 オンタイムセレクト  
 502 複合共役回路  
 503, 507, 509 乗算器  
 504, 505, 506 上側通路  
 520 復調ユニット  
 601, 602 パス信号  
 603, 604 RAKEフィンガ  
 605 ビタービ復号化  
 606, 607 パイロット再構成回路  
 608, 609 加算回路  
 611, 612 パイロット信号  
 700 パイロットディテクタ  
 701 RLP

702 遅延量  
 703, 704 シンボルバッファ  
 706, 708 整合バッファ  
 711 加算器  
 1300, 1301, 1302, 1421, 2305  
 加算器  
 1303, 1304 蓄積器  
 1401 CAL回路  
 1402, 1403 乗算器  
 1410 パイロットディテクタ  
 1420 加算回路  
 2201, 2202 付加切り換え機能  
 2203 決定ユニット

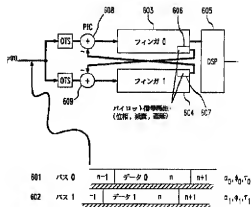
【図2】



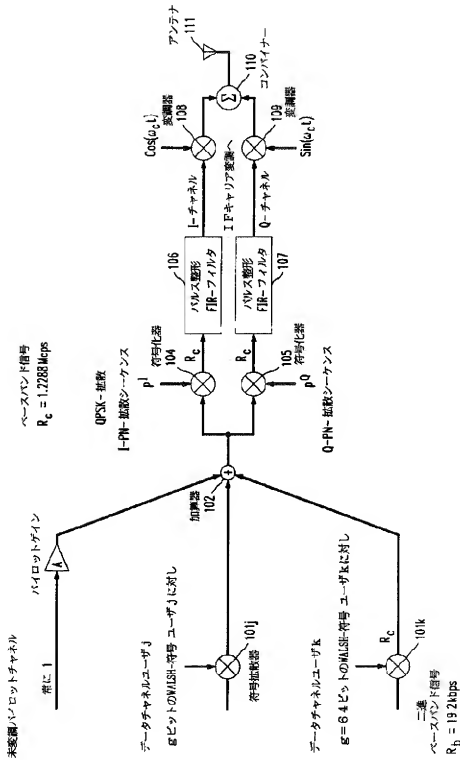
【図5】



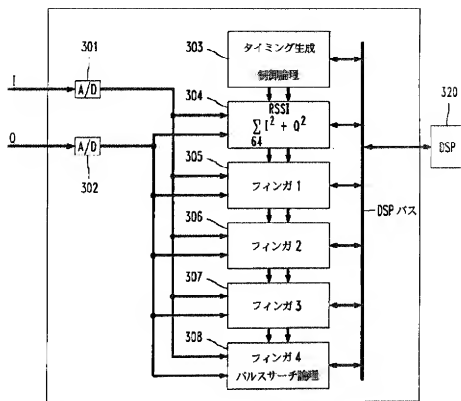
【図6】



【図 1】

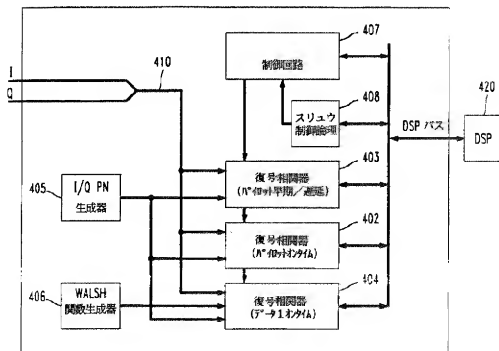


【図 3】

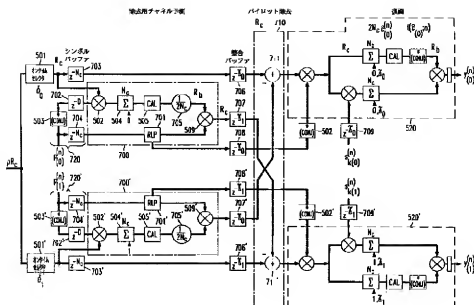


【図 4】

従来技術

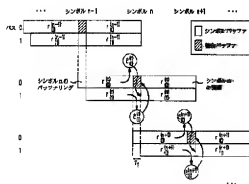


【図 7】

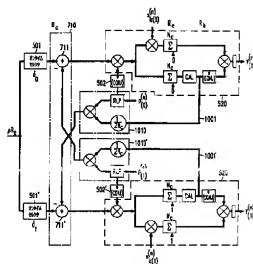


【図 8】

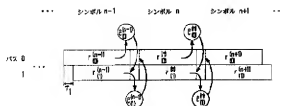
【図 10】



【図 11】

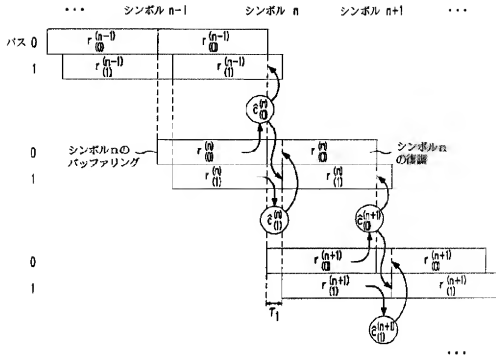


【図 18】

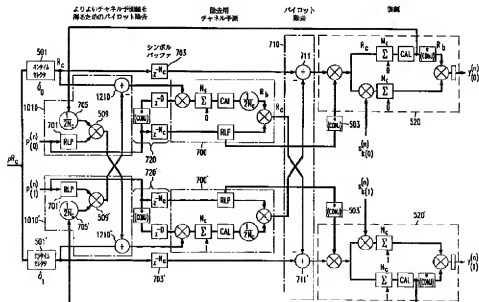




【図 9】

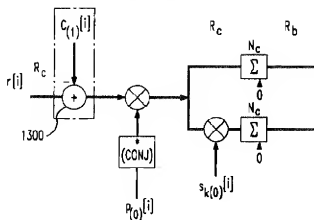


【図 1 2】



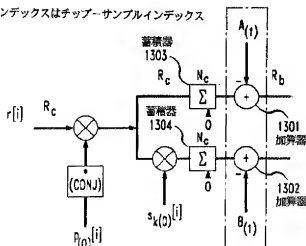
【図 13】

全てのインデックスはチップ・サンプルインデックス



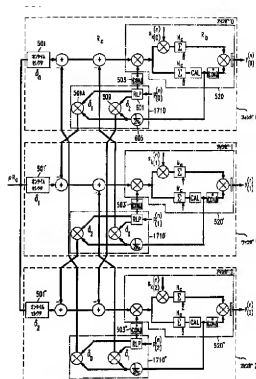
A

全てのインデックスはチップ・サンプルインデックス

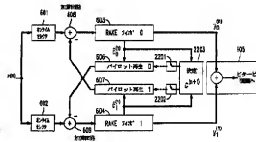


【図 19】

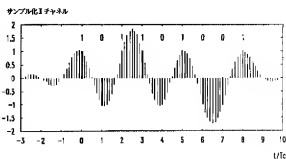
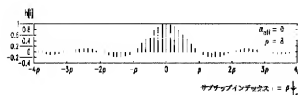
【図 17】



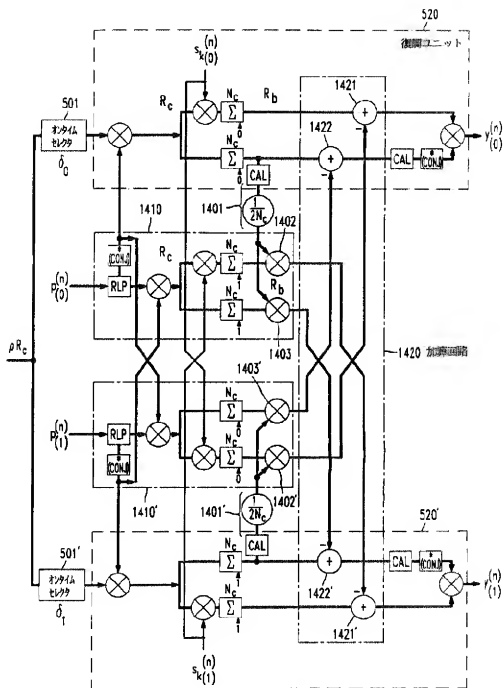
【図 22】



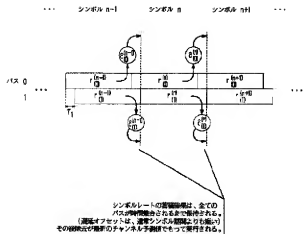
【図 20】



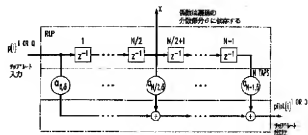
【図14】



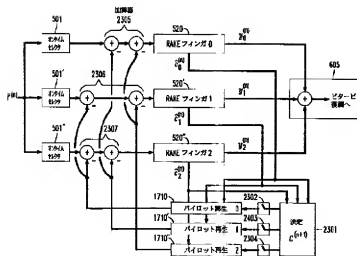
【図15】



【図21】



【図23】



【图 16】



【图 2-4】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Je  
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72) 発明者 チー・リン イ

アメリカ合衆国, 07726 ニュージャージー,  
マナラパン, テイラー レイク コー  
ト 9

(72)発明者 ステファン テン ブリンク  
ドイツ, 71573 オールマースバック イ  
ム タル, リッテンステインウェグ 8

(72)発明者 ジョヴァンニ ヴァンヌッチ  
アメリカ合衆国, 07701 ニュージャージ  
ー, レッド バンク, ルートレッジ ドラ  
イブ 329

**JP11252037A**

**EQUIPMENT AND METHOD FOR ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX COMMUNICATION**

Publication number : JP11252037A

Date of publication of application : 17.09.1999

Application number : 11-000157

Applicant : LUCENT TECHNOLOG INC

Date of filing : 04.01.1999

Inventor : D J RICHARD

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To perform operation at a whose back rate such as minimizing the change of a hardware by using the set of a symbol length, guard time and N pieces of sub carriers in a first mode and using the same set of symbol length, guard time and N pieces of sub carriers in a second mode.

**SOLUTION:** An encoder circuit 1 receives a data stream, divides the data stream into the blocks of continuous groups or bits and introduces redundancy for forward error correction encoding. The block of encoded data bits becomes an input to a high-speed inverse Fourier transforming circuit of complex at N points (N is the number of orthogonal frequency division multiplex sub carriers.) While using phase shift keying of four phase, an IFFT is executed on 2N pieces of encoded data bit blocks received from the encoder circuit 1. A control circuit 4 controls a cyclic prefixer 3 and switches the guard time and symbol period as needed.



特開平11-252037

(43)公開日 平成11年(1999)9月17日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求 有 請求項の数11 O L (全 5 頁)

(21)出願番号 特願平11-157

(22)出願日 平成11年(1999)1月4日

(31)優先権主張番号 9 8 2 0 0 0 1 0 . 1

(32)優先日 1998年1月6日

(33)優先権主張国 ヨーロッパ特許庁 (E P)

(71)出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ  
レイテッド  
Lucent Technologies  
Inc.アメリカ合衆国 07974 ニュージャージー  
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー  
600-700(72)発明者 ディー、ジェー、リチャード  
オランダ、シージー デ ミアーン  
3454、メアヴェルドラール 24

(74)代理人 弁理士 三俣 弘文

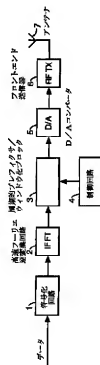
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 直交周波数分割多重通信装置とその方法

(57)【要約】

【課題】 送信器または受信器のハードウェアの変更を最小にながらホールバック（代替）レートで動作する装置を提供する。

【解決手段】 本発明によれば、第1シグナリングモード（正常モード）は、シンボル長さ $T$ と、ガードタイム $T_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアのセットとを用い、第2モード（ホールバックモード）は、シンボル長さ $K T$ と、ガードタイム $K T_G$ と、 $N$ 個のサブキャリアの同一のセットを用いる。ここで $K$ は2以上の整数とする。本発明により、バンド幅とFFTのサイズを変更することなく、ビットレートを下げるだけで、範囲と遅延拡散許容度を増加させることができる。さらにまた、このホールバックレートを用いて、多重アクセスの機能を与えることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 時間Tの間、直交するサブキャリアの組と、前記サブキャリアの重ね合わせにより表される情報搬送シンボルとを用いる直交周波数分割多重通信装置において、

前記装置は、前記各シンボルの持続時間がKTであるような複数のシンプリングモードのうちのひとつのモードで動作し、ここでKは正整数であり、

前記複数のモードのうち異なるモードは、異なるKを用いるが、同一のサブキャリアの組を用いることを特徴とする直交周波数分割多重通信装置。

【請求項2】 前記複数のモードのうちの1つのモードは、 $K=1$ であることを特徴とする請求項1記載の装置。

【請求項3】 ガードタイムが隣接するシンボルの間に挿入され、

前記ガードタイムの長さは、より大きな値のKのモードよりも大きいことを特徴とする請求項1または2記載の装置。

【請求項4】 前記ガードタイムの長さは $KT_G$ であり、前記 $KT_G$ は、前記複数のモードの全てに対して同一であることを特徴とする請求項3記載の装置。

【請求項5】 前記装置は受信器であり、前記受信器は前記サブキャリアの重ね合わせから前記シンボルを再生するフーリエ変換手段(14)と、

Kが2以上のモードで動作するときは、持続時間がTのK個の連続する期間の間の平均を取る平均化手段(15)と、を有することを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の装置。

【請求項6】 前記平均化手段(15)は、前記フーリエ変換手段(14)の上流側に接続され、

この前記平均化手段(15)は、持続時間KTのサブキャリアの重ね合わせを受信し、平均された重ね合わせを前記フーリエ変換手段(14)への入力として取り出すことを特徴とする請求項5記載の装置。

【請求項7】 前記装置は送信器であり、前記送信器は、シンボルをサブキャリアの重ね合わせを受信し前記重ね合わせのK倍の繰り返しを取り出すことを特徴とする請求項1ないし4のいずれかに記載の装置。

【請求項8】 時間Tの間、直交するサブキャリアの組と、前記サブキャリアの重ね合わせにより表される情報搬送シンボルとを用いる直交周波数分割多重通信方法において、

前記各シンボルの持続時間がKTであるような所定の複数のシンプリングモードのうちのひとつのモードを選択するステップを含むことを特徴とする直交周波数分割多重通信方法。

【請求項9】 前記複数のモードのうちの1つのモードは、 $K=1$ であることを特徴とする請求項8記載の方法。

【請求項10】 ガードタイムが隣接するシンボルの間に挿入され、

前記ガードタイムの長さは、より大きな値のKのモードよりも大きいことを特徴とする請求項8または9記載の方法。

【請求項11】 前記ガードタイムの長さは $KT_G$ であり、ここで $KT_G$ は前記複数のモードの全てに対して同一であることを特徴とする請求項10記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、通信システムに関し、特に直交周波数分割多重化(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)変調系に関する。

【0002】

【従来の技術】OFDMは、N個のデータシンボルを1/Tの周波数間隔により分離されたN個の直交サブキャリアにマッピングするブロック指向の変調系である。ここでTは、シンボルの持続時間すなわちサブキャリアが直交している時間を意味する。マルチキャリア伝送システムは、OFDM変調を用いて複数のサブキャリア(トーンまたはビンとも称する)を介して、並列に複数のデータビットを送信する。このマルチキャリア伝送の重要な利点は、伝送チャネルにおける信号分散(すなわち遅延拡散)に起因するシンボル間干渉は、後続のシンボルを伝送する間にガードタイム間隔 $T_G$ を挿入することにより減少あるいは除去することができる点である。このためシングルキャリアシステムで必要とされるようなイコライザ(等化器)を取り除くことができる。これは、OFDMは、シングルキャリア変調系に対し大きな利点である。ガードタイムにより、意図した信号の後に受信器に到達する各シンボルの遅延コヒーレンス、後続のシンボルを受信する前に消失することができる。このようなOFDMの魅力的な点については、等化することなし(等化器なし)にマルチチャネル伝送の欠点を克服できることである。

【0003】シンボル・ブロックとベースバンドのキャリア信号との間の変換は、通常高速フーリエ変換(FFT)技術を用いて実行することができる。このOFDMに関する議論はAlard and Sasseville 著の EBU Technica 1 Review, no. 224, August 1987, Pages 168-190 を参照のこと。様々な通信環境に対してOFDMの利点を与えるようなフレキシブルなOFDMシステムが必要とされている。米国特許出願 08/834684 においては、OFDMを用いてデータレートを変換(スケーリング)するいくつかの技術を開示している。このスケーリング方法は、クロックレートと、FFTのサイズと、符号化レートと、信号点配置サイズと、ガードタイムを変更することが関与している。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、ハー

ドウェアの変更を最小にするような、ホールバック（代替）レートで動作する装置を提供する。

#### 【00005】

【課題を解決するための手段】本発明の一実施例によれば、第1シグナリングモード（正常モード）は、シンボル長さ $T$ と、ガードタイム $T_g$ と、 $N$ 個のサブキャリアのセットとを用い、第2モード（ホールバックモード）は、シンボル長さ $KT$ と、ガードタイム $KT_g$ と、 $N$ 個のサブキャリアの同一のセットを用いる。ここで $K$ は2以上の整数とする。

【00006】本発明により、バンド幅とFFTのサイズを変更することなく、ビットレートを下げるだけで、範囲と遅延拡散許容度を増加させることができる。さらにまた、このホールバックレートを用いて、多重アクセスの機能を与えることができるが、ホールバックレートをを用いることは必ずしもスペクトラル効率を悪化させることにはならない。

#### 【00007】

【発明の実施の形態】図1は、シンボル期間 $T$ とガードタイム $T_g$ をもつて伝送されたOFDMシンボルを表す。ガードタイム $T_g$ の目的は、分散あるいはマルチパス干渉（総称して以下「遅延拡散」と称する）に起因する連続するシンボル間の干渉を吸収すること、および、このような干渉を受けずにシンボルを受信するためのシンボル持続期間 $T$ を残すためである。ある条件下ではあるいはある種のアプリケーションにおいては、ガードタイム $T_g$ は遅延拡散を吸収するには不十分である場合がある（図1を参照のこと）。より長い期間が必要なこと、すなわち再生された信号内でより高いSN比が必要とされることがある。

【00008】ガードタイム $T_g$ を増加させることは、範囲には影響を及ぼさないが、より長い遅延拡散を吸収できる。クロックレートを減らすことは、ガードタイム $T_g$ とシンボル期間 $T$ を増加させる1つの方法ではあるが、しかしサブキャリア間の周波数間隔 $1/T$ を減少させてしまう。このことはチャネルの全体のバンド幅をそれに比例して減少させる。そのため、エリアス信号を除去するのに必要なフィルタを適応型にしなければならず、そのためハードウェアを変更する必要があることを意味している。

【00009】図2は、2倍のシンボル期間 $2T$ と2倍のガードタイム $2T_g$ でもって伝送されるシンボルを示す。この場合、ガードタイムは2倍であり、図に示したシンボル間干渉を吸収できる。シンボル期間が2倍になっているためにSN比および範囲は改善される。しかし、サブキャリアの周波数は、半分にすることができず、またこのことはクロックレートについても当てはまる。サブキャリアの同一の組は $1/T$ だけ分離（ $1/2T$ で分離せず）して用いられる。そのため、チャネルの全体のバンド幅はサブキャリアの周波数の拡散により

主に決定され、個々のサブキャリアの幅によりきわめて小さな量に維持されるため、実質的に変化しない。

【0010】OFDMシンボルに対しては、信号は $T$ 秒（ここで $T$ はFFTの間隔）後に繰り返すので、受信したシンボルの2つの異なる部分に対し各 $T$ 秒の長さにおいて2回のFFT処理をすることが可能となる。2つのFFTの出力は同一のデータを抽出しているが、異なるノイズを持っているためにそれらは、SN比が3dB増加することになる。FFTは線形操作であるために、 $T$ 秒間隔の間まず平均し、この平均された信号を1個のFFTへの入力に用いることができる。このスキームは容易に他のデータレートに拡張することができる。一般的に最高のビットレート以下の $K$ 倍であるレートは、シンボル期間を $K$ 倍拡張することにより生成される。シンボルごとに $K$ 回のFFT処理を行うことにより、 $K$ の処理ゲインが得られ、範囲が増加する。

【0011】同時に1秒あたりの操作の観点から処理量はホールバックレートに対しては減少する。その理由は平均化された処理はFFTよりもはるかに少ない処理となるからである。例えば64点のFFTで $2\mu s$ のシンボル期間のOFDMモデムの場合を考えてみる。64点のFFTは、約192個の複素乗算と加算を必要とし、その結果処理ロードは96M（百万）演算である。1回の演算は1回の複素乗算とプラス1回の加算として定義される。シンボル期間が2倍になり、ホールバックレートを増加させると、 $4\mu s$ において64回の加算と64点のFFTが行われる。そのため処理ロードは、

$(192 + 64) / 4\mu s = 64M$ 演算となる。実際にはこの数字は悪く見積もりすぎている。その理由は余分の加算が乗算として同一の重みを与え、一方それらはハードウェアで行われる場合には、あまり複雑ではないからである。加算は、受信器のほんの一部であり、フルクロックレートで行われる。FFTとFFTの後の全ての処理（チャネル予測と復号化）はもとのレートよりも $K$ 倍遅いレートで行われ、これにより電力消費を低減する。

【0012】図3は、データビットのストリームを受信するOFDM送信器を示す。符号化回路1はデータストリームを受信し、それを連続するグループまたはビットのブロックに分ける。符号化回路1は順方向エラー修正符号化用の冗長性を導入する。

【0013】符号化データビットのブロックは、 $N$ 点の複素数の高速フーリエ逆変換回路2への入力である。ここで $N$ はOFDMサブキャリアの数である。この実施例においては、4相の位相シフトキーイング（quaternary phase-shift keying: QPSK）を用いてIFFTが符号化回路1から受信した $2N$ 個の符号化データビットのブロック上で行われる。実際には送信器は送信器の後続のローパスフィルタ処理に起因して、不要な周波数ひずみ（意図する可否に関わらず）を導入するための

エイリアシングなしにスペクトラムを生成するためにオーバーサンプリングを用いなければならない。オーバーサンプリングを行うために、 $N$ 個のIFFTの代わりに $M$ 点のIFFTが実際に行われる。ただし、 $M > N$ である。これらの $2N$ 個のビットが $N$ 個の要素数に変換され、 $M - N$ の入力値は0に設定されたままである。

【0014】シンボル間干渉に対する感受性を低減するために、周期的プレフィックス/ウィンドウ化ブロック3がOFDMシンボルの最後の部分をコピーして、それをOFDMシンボルのコピーされた部分にプレフィックスすることによりOFDMシンボルを増加 (augment) する。これはサイクリックプレフィッシングと称する。制御回路4は周期的プレフィックス/ウィンドウ化ブロック3を制御して、必要によりガードタイムとシンボル期間を適宜それらの通常の値 $T_G$ と $T$ の値の間で切り替え、且つホールドバック値を $K T_G$ と $K T$ の値で切り替える。このホールドバック値を考慮するためにサイクリックプレフィックスはOFDMシンボルを $K - 1$ のコピーでもって増加 (augment) しプレフィックスに加える。これは通常のプレフィックスの長さの $K$ 倍である。

【0015】スペクトラムサイドローブを低減するために、周期的プレフィックス/ウィンドウ化ブロック3は徐々にロールオフするパターンをOFDMシンボルの振幅に加えることによりOFDMシンボルに対し、ウィンドウを実行する。このOFDMシンボルはA/Dコンバータに入力され、その後フロントエンド送信器6に送信され、このフロントエンド送信器6がベースバンド波形を適宜RFキャリア周波数に変換してアンテナ7から送信する。

【0016】図4において、送信されたOFDM信号はアンテナ10を介してOFDM受信器により受信される。このOFDM信号は、受信回路11を用いて処理 (ダウンコンバート) される。この処理されたOFDM信号はA/Dコンバータ12に入力される。このデジタルOFDM信号をシンボルタイミング回路13が受信し、このシンボルタイミング回路13がOFDMシンボルのタイミングを得てタイム信号を高周波フーリエ変換回路14と積分回路/ダンプフィルタ15に与える。積分回路/ダンプフィルタ15は $T$ 秒だけ分離された $K$ 個のサンプルを加える。フィルタのメモリ ( $M$ 個のサンプルの遅延ライン) からなる (ここで $M$ はFFTのサイズである) は、各新たなシンボルの開始時にクリアされる。このリセット時間はシンボルタイミング回路13によって示され、それはすでに通常のOFDM受信器内に入力され、FFT間隔のスタートを表す。制御回路16は平均間隔の数 $K$ を設定する。

【0017】別の実施例においては、積分回路/ダンプフィルタ15は高周波フーリエ変換回路14の前ではなく後ろに置くこともできる。この場合、各シンボルに対しては $K$ 個の連続するFFTの出力が平均化される。しか

し、処理負荷は増加する。その理由は、FFTは常に最大のクロックレートで動かなければならないからである。

【0018】高速フーリエ変換回路14により生成されたシンボルのシーケンスは、従来の復号化回路17に入力されデータ出力信号を生成する。

【0019】ホールドバックレートのほうがもとのレートよりも $K$ 倍遅いレートで用いられる場合には上記の方法はもとのバンド幅よりも $K$ 倍小さいバンド幅を有するサブキャリアを生成する。かくして全部の信号のバンド幅は変化しないが、各サブキャリアのバンド幅は小さくなる。これにより同一のバンドで最大 $K$ 人のユーザまで周波数分割多重アクセスをすることが可能となる。各ユーザはそのキャリア周波数を $1/K$ の異なる倍數だけシフトして、他のユーザとの直交性を維持しなければならない。例として64個のサブキャリアが1MHzのサブキャリアのスペースでもって用いられた場合には、ホールドバックレートを $K = 4$ として用いた場合には同一のチャネルに4人のユーザを受け入れることが可能である。これら全ての4人のユーザは、同一の伝送送受信系を用いるが、そのキャリア周波数は0、250、500、750 kHzでそれぞれオフセットし、すなわち一般的には $n/K$ として表される最だけオフセットする。 $n$ の値は $K$ を方とする値で異なる。

【0020】前掲の特許出願においては制御回路4、16は外部設定および/または信号の品質をモニタする結果に応じている。同時に前掲の特許出願に議論されているように通信システムのアップリンクとダウンリンクで異なるモードを用いることも可能である。

【0021】なお、特許請求の範囲に記載した参照番号は発明の容易なる理解のために、発明を限定的に解釈すべきものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】 $K = 1$ のモードのOFDMシンボルの伝送状態を表す図。

【図2】本発明による $K = 2$ のモードのOFDMシンボルの伝送状態を表す図。

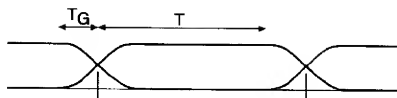
【図3】本発明による送信器を表すブロック図。

【図4】本発明による受信器を表すブロック図。

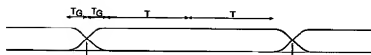
【符号の説明】

- 1 符号化回路
- 2 高速フーリエ変換回路
- 3 周期的プレフィックス/ウィンドウ化ブロック
- 4、16 制御回路
- 5 D/Aコンバータ
- 6 フロントエンド送信器
- 7、10 アンテナ
- 11 受信回路
- 12 A/Dコンバータ
- 13 シンボルタイミング回路

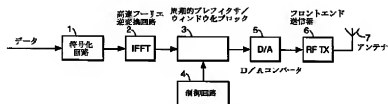
【図1】



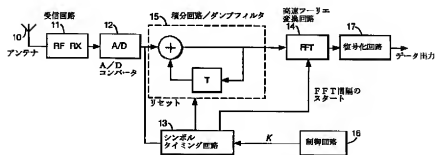
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Jersey  
07974-0636 U. S. A.

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-092009

(43)Date of publication of application : 31.03.2000

(51)Int.Cl.

H04J 1/00  
H04B 1/713

(21)Application number : 10-247307

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 01.09.1998

(72)Inventor : SAKOTA KAZUYUKI  
SUZUKI MITSUHIRO  
YAMAURA TOMOYA

(30)Priority

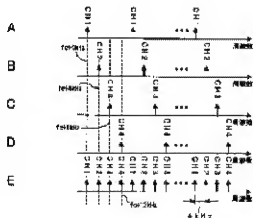
Priority number : 10197574 Priority date : 13.07.1998 Priority country : JP

## (54) COMMUNICATION METHOD, TRANSMITTER AND RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To allow each receiver or the like to apply communication processing to information with a required minimum processing quantity of itself in the case of multiplexing channels for communication through various transmission routes by each by adopting special arrangement for transmission symbols for each channel on a frequency axis.

SOLUTION: Subcarriers are allocated on a frequency axis for each channel as shown in the following: the subcarriers for a channel 1 are allocated with spacing of 16 kHz from a reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. A), the subcarriers for a channel 2 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 4 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. B), the subcarriers for a channel 3 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 8 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. C), and the subcarriers for a channel 4 are allocated with spacing of 16 kHz from a frequency shifted by 12 kHz from the reference frequency  $f_c$  (shown in Fig. D). Signals of each channel are transmitted as a radio wave to



cause the subcarriers to be allocated on a radio transmission channel with spacing of 4 kHz (shown in Fig. E) resulting that signals of the 4 channels are multiplexed and transmitted in one transmission band.

(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-92009

(P2000-92009A)

(43) 公開日 平成12年3月31日 (2000.3.31)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 J	1/00	H 0 4 J	13/00
H 0 4 B	1/713		E

審査請求 未請求 請求項の数19 ○ L (全 25 頁)

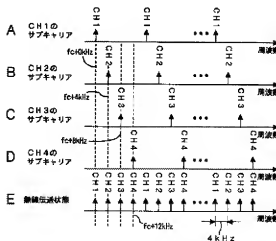
(21) 出願番号	特願平10-247307	(71) 出願人	000002185 ソニー株式会社 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号
(22) 出願日	平成10年9月1日 (1998.9.1)	(72) 発明者	迫田 和之 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニー株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願平10-197574	(72) 発明者	鈴木 三博 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニー株式会社内
(32) 優先日	平成10年7月13日 (1998.7.13)	(72) 発明者	山浦 智也 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番35号 ソニー株式会社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	100080883 弁理士 松翠 秀彦

## (54) 【発明の名称】 通信方法、送信機及び受信機

## (57) 【要約】

【課題】 様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多量化した際に、各通信は、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の受信などの通信処理を可能とする。

【解決手段】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの無線通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に對して2のN乗おき (Nは正の任意の整数) に配置した。



各チャンネルのサブキャリア配置例



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、

設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、

各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）に配置した通信方法。

【請求項2】 請求項1記載の通信方法において、上記通信は無線通信である通信方法。

【請求項3】 請求項1記載の通信方法において、送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定した通信方法。

【請求項4】 請求項1記載の通信方法において、基地局と端末装置との間の通信に適用し、

基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、上記パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、

端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、上記トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う通信方法。

【請求項5】 請求項1記載の通信方法において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせる通信方法。

【請求項6】 所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、

設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、

各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、

各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調を行った後に送信し、

受信側では、隣り合うものどうしで差動復調を行う通信方法。

【請求項7】 請求項6記載の通信方法において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうしで差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行う通信方法。

【請求項8】 複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、上記マルチキャリア信号の1チャンネル内での送信シン

ボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）とし、生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信する送信機。

【請求項9】 請求項8記載の送信機において、送信するデータのビットレートに応じて、上記Nの値を可変設定する送信機。

【請求項10】 請求項8記載の送信機において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、

複数のチャンネルを一括して送信処理を行う送信機。

【請求項11】 請求項8記載の送信機において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を搬送処理を行う送信機。

【請求項12】 請求項8記載の送信機において、送信される複数のチャンネルの内の1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理する送信機。

【請求項13】 請求項8記載の送信機において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた送信機。

【請求項14】 複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を受信し、1チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき（Nは正の任意の数）の周波数間隔で受信処理する受信機。

【請求項15】 請求項14記載の受信機において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信されてきた全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコーダに供給してデコードする受信機。

【請求項16】 請求項14記載の受信機において、受信信号の帯域幅により決定されるサンプリングレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプリングレートとし、この必要最小限のサンプリングレートのシンボル数の受信データを受信処理する受信機。

【請求項17】 請求項16記載の受信機において、上記受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、上記最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出する受信機。

【請求項18】 請求項14記載の受信機において、パイロットチャネルの受信処理手段と、トラフィックチャネルの受信処理手段とを備え、

上記パイロットチャネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、上記トラフィックチャネルの受信処理手段で、トラフィックチャネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行う受信機。

【請求項19】 請求項14記載の受信機において、受信した信号を、チャネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えた受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えばセルラ方式による無線電話システムなどの無線通信システムに適用して好適なデジタル無線通信における通信方法と、その通信方法を用いた送信機及び受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、無線電話システムなどのように、広い周波数帯域を複数のユーザでシェアして効率良く通信を行う通信方式としては、例えばDS-SSDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) 方式がある。このDS-SSDMA方式では、送信信号系列を符号により拡散（乗算）し、広帯域信号を生成してこれを送信する。また、受信側では、送信側と同一の拡散符号と受信信号を乗算することにより、逆拡散と呼ばれる効果を得て、受信信号の中から所望の信号成分のみを抽出する。

【0003】図27は、従来のDS-SSDMA方式を適用したセルラ無線通信システムにおける送信構成を示す。入力端子1に得られる情報ビットストリームは、コーディング部2で符号化ならびにインターリーブなどの処理が施された後に、乗算器3に供給されて、端子3に得られるチャネル割当ての目的のコードが乗算されて拡散される。拡散されたビットストリームは、次段の乗算器4で、端子4aに得られるロングコードによりランダム化された後、シンボルマッピング部5で送信シンボルへマッピングされる。このマッピング方法は、通信方式により様々な手法がある。

【0004】シンボルマッピング部5でマッピングされた送信信号は、必要により加算器6で他の系の送信信号と多重化されて、送信処理部7に供給されて、変調などの高周波処理が行われた後、無線伝送を行う周波数帯域に周波数変換されて、アンテナ8から無線伝送される。

【0005】ここで入力端子1に得られる情報ビットス

トリームが例えば8kbpsであるとする、コーディング部2で符号化率1/2で符号化されて、符号化ビットのビットレートが16kbpsになり、乗算器3で拡散率64で拡散すると、1024kbps (cps はChip Per Second) のビットストリームになる。情報ビットストリームのビットレートが異なる場合には、乗算器3での拡散率を変化させれば、送信信号のビットレートを一定にすることができる。

【0006】また、加算器6で加算する他の送信系についても、加算器6に供給される送信信号のビットストリームが一定であれば、各送信系のコーディング部2に供給される情報ビットストリームとして、種々のものを混在させることができる。

【0007】次に、従来のDS-SSDMA方式で送信処理された信号を受信する構成を、図28を参照して説明する。アンテナ11で受信した所定の周波数帯域の信号を、受信処理部12で中間周波信号などに周波数変換し、この周波数変換された受信信号を復調して、ベースバンドのシンボル系列を得る。このシンボル系列の中から、ビット抽出部13で受信ビットストリームを抽出する。抽出された受信ビットストリームは乗算器14に供給して、端子14aに得られるロングコードの乗算を行ってデスクランブルすると共に、その乗算器14の乗算出力を乗算器15に供給して、端子15aに得られる逆拡散コードの乗算を行って逆拡散処理を行い、符号化ビットストリームを得る。そして、その符号化ビットストリームをデコード部16でデコードして、情報ビットストリームを端子17に得る。

【0008】上述した8kbpsの情報ビットストリームが、1024kbpsのビットストリームとして送信されている場合の信号を、図28の構成で受信する場合には、乗算器15で逆拡散率64で逆拡散されて、8kbpsの情報ビットストリームが得られる。また、端子15aに得られる逆拡散コードの逆拡散率を変化させれば、他のビットレートの情報ビットストリームにも対応できる。

【0009】ここまでの説明では、DS-SSDMA方式で複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる場合について説明したが、TDMA (Time Division Multiple Access) 方式で無線伝送させる場合にも、複数のビットレートの情報ビットストリームを混在させることが可能である。図29は、1フレームがスロット1からスロット8までの8タイムスロットで構成される8TDMA構造の場合の1フレーム構造を示した図である。

【0010】ここで、1スロット当たりの伝送レートが8kbpsである場合のスロット割当てを想定すると、例えば伝送レート8kbpsのユーザA、Bには、それぞれスロット1、2を割当て、そのスロット1又は2で伝送レート8kbpsの通信を行う。また、伝送レートが16kbpsのユーザCには、スロット3とスロット4の2スロットを

割当て、1.6kbpsの通信を行う。また、伝送レートが3.2kbpsのユーザDには、スロット5～スロット8の4スロットを割当て、3.2kbpsの通信を行う。このように各ユーザからの伝送要求時の伝送レートなどに応じて、基地局などが1フレーム内のスロットのユーザへの割当てを可変設定することで、TDDMA方式で複数のビットストリームの情報ビットストリームを混在させて無線伝送させる対応が可能である。

【0011】また、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 方式と称されるマルチキャリア方式で無線伝送を行う場合には、送信構成として、例えば図30に示す構成で行われている。この構成は、DAB (Digital Audio Broadcasting) と称されるデジタルオーディオ放送に適用されている構成で、端子21に得られる情報ビットストリームは、コーディング部22で符号化などの処理が施された後に、シンボルマッピング部23で送信シンボルへマッピングされる。そして、送信シンボルを混合回路24に供給して、他の送信データと多重化される。このでの多重化は、単純に直列に連結することで、多重化シンボルストリームを生成させる。例えば、1チャンネル当たり6.4kbpsのシンボルを、18チャンネル分多重化すると、多重化されたシンボルストリームの伝送レートは6.4kbps  $\times 18 = 115.2$  kbpsとなる。

【0012】この多重化されたシンボルストリームは、周波数変換部25での周波数インターリーブによりシンボルの並び替えが行われ、各チャンネルのシンボルがばらばらに並ぶことになる。この並び替えられたシンボルストリームは、逆フーリエ変換回路 (IFFT回路) 26で逆フーリエ変換処理により周波数軸上に配置されたマルチキャリア信号となり、このIFFT回路26の出力が送信処理部27で無線送信処理されて、所定の周波数帯域で無線送信される。

【0013】このマルチキャリア信号を受信する側の構成としては、図31に示すように、アンテナ31で受信した所望の周波数帯域の信号を、受信処理部32でベースバンド信号とする。ここで、マルチキャリア信号のベースバンド信号成分は、情報が周波数軸上に並んだ信号であるので、高速フーリエ変換回路 (FFT回路) 32に供給して、フーリエ変換処理を行い、周波数軸上に並んだサブキャリアを抽出する。このとき、フーリエ変換処理によって出力されるシンボルは、受信した信号帯域全体のサブキャリア群となる。

【0014】このサブキャリア群の変換信号は、シンボル選択部34に供給して、送信側で行われた周波数インターリーブにより配置された所望のチャンネルのシンボルの存在位置からシンボルを抽出する。さらに、この抽出されたシンボルストリームは、ビット抽出部35に供給して、符号化ビットストリームを抽出し、この符号化ビットストリームをデコード部36に供給して、情報ビ

ットストリームを出力端子37に得る。

【0015】この従来のOFDM方式においては、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われている。従って、受信機が備えるフーリエ変換回路 (FFT回路) は、多重化されて伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理して、その変換後にチャンネルの選定を行っている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】 上述したDS-SSMA方式を適用したセルラ方式の通信システムでは、使用周波数帯域を固定して、拡散率を可変することにより、可変レートのデータ伝送を可能としている。使用周波数帯域を固定することにより、単一の高周波回路のみで可変ビットレートサービスを提供する端末装置を構成することが可能になっている。

【0017】しかしながらDS-SSMA方式は、通信制御方式が非常に複雑であり、例えばセルラ方式に適用した場合には、基地局を切替えるハンドオフ処理や、システム内の他の通信との干渉を防止するための送信パワーコントロールなどを、非常に精度良く行う必要がある。また、DS-SSMA方式は、基本的に全チャンネルが同一の周波数帯域をシェアしており、かつ各チャンネルの直交性がないことから、送信パワーコントロールが正しく行われない端末装置が1台でも存在したとき、システム全体が機能しなくなるという危険性を有しており、伝送レート可変などの複雑な処理を行うのに適したシステムとは言えない。

【0018】さらにDS-SSMA方式で伝送レート可変処理を適用した場合には、復調部分に関しては、数kbps程度の低速の伝送レートで通信を行う端末装置であっても、システムで伝送可能な最も高い伝送レートの通信を行う端末装置と同等の演算処理が必要であり、端末装置における演算処理量を大幅に増加させてしまう。

【0019】一方、上述したTDDMA方式を適用した通信システムで可変伝送レートを実現する場合、1チャンネル当たりの最大の伝送レートは、基本的には、〔1スロット割当て時のビットレート〕 $\times$ 〔TDDMA数〕に限られており、伝送レートの上限と下限はTDDMA数によって決定されることになる。従って、伝送レートが変化する範囲が、例えば数kbps程度から百kbps程度などのように、非常に大きい場合には、スロット割当てだけでユーザが所望する伝送レートに対応することが事実上不可能である。1フレーム内のタイムスロット数を非常に多くすれば不可能ではないが、通信制御などの点から現実的ではない。

【0020】また、上述した従来のOFDM方式を適用した通信システムで可変伝送レートによる多重化を実現する場合には、サブキャリア毎に異なるチャンネルのシンボルを割当てることにより多重化が行われているため、受信機が備えるフーリエ変換回路は、多重化されて

伝送される全チャンネル分のシンボルを変換処理する必要があり、非常に多くの変換処理が必要である問題があった。

【0021】本発明の目的は、各々が様々な伝送レートで通信を行うチャンネルを多重化し際に、各受信機などで、自らが必要となる必要最低限の処理量をもって、情報の通信処理を可能とするものである。

【0022】

【課題を解決するための手段】第1の発明の通信方法は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルでの送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき(Nは正の任意の数)に配置したものである。

【0023】この通信方法によると、各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置される。

【0024】第2の発明の通信方法は、所定の帯域に複数のチャンネルを設定し、設定したそれぞれのチャンネルでの無線通信を、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号で行うと共に、各チャンネルに割当てられるサブキャリアとして、所定数毎のサブキャリアを使用し、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行った後に送信し、受信側では、隣り合うものどうして差動復調を行うようにしたものである。

【0025】この通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号になると共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0026】また本発明の送信機は、複数のサブキャリアに送信シンボルを分散させたマルチキャリア信号を生成させると共に、マルチキャリア信号の1チャンネル内で送信シンボルの周波数軸上での配置を、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき(Nは正の任意の数)とし、生成されたマルチキャリア信号を所定の帯域内に設定した複数のチャンネルの内の所定のチャンネルとして送信するものである。

【0027】この送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信される。

【0028】また本発明の受信機は、複数のサブキャリアに送信シンボルが分散されたマルチキャリア信号を受信し、1チャンネル内で受信した送信シンボルを、基準となる周波数間隔に対して2のN乗おき(Nは正の任意の数)の周波数間隔で受信処理するものである。

【0029】この受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信できる。

【0030】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施の形態を、図1〜図4を参照して説明する。

【0031】本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてある。図1は、本例のシステムにおける基地局側又は端末装置側の送信構成を示すものである。ここでは、伝送レートとして32kps, 64kps, 96kps, 128kpsの4種類のレートのデータを送信することができる構成としたものである。

【0032】端子101に得られる上述したいずれかの伝送レートの情報ビットストリームは、コーディング部102で符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を行い、符号化率1/2などの所定の符号化率で符号化する。コーディング部102で符号化された各ビットは、シンボルマッピング部103に供給して、送信シンボルへマッピングする。ここでの送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

【0033】このシンボルマッピング部103で生成された送信シンボルは、マルチンボル挿入部104に供給する。マルチンボル挿入部104では、そのときの伝送レートに応じて振幅(エネルギー)が0のシンボルを規則的に挿入して、元の情報ビットストリームの伝送レートに係わらずシンボルレートを最大の伝送レート(ここでは128kpsに対応したレート)に一定とする処理を行う。

【0034】図2は、このマルチンボルの挿入状態の例を示したもので、○印で示すシンボル位置が、元の伝送データのシンボル位置で、×印で示すシンボル位置が、マルチンボル挿入部104で挿入した0のシンボルの位置である。例えば情報ビットストリームの伝送レートの32kpsの場合には、図2のAに示すように、128kpsに相当するシンボル数(即ち4倍)の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが64kpsの場合には、図2のBに示すように、元の各シンボル間に、1つのマルチンボルを挿入して、128kpsに相当するシンボル数(即ち2倍)の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが96kpsの場合には、図2のCに示すように、元の3シンボル毎に、1つのマルチンボルを挿入して、128kpsに相当するシンボル数(即ち4/3倍)の伝送データに変換する。また、情報ビットストリームの伝送レートが128kpsの場合には、図2のDに示すように、マルチン

ボルを挿入せず、そのままのシンボル数の伝送データとする。

【0035】ここで、ヌルシンボル挿入部104でのヌルシンボルの挿入率は、次式で定義される。

【0036】

【数1】挿入率 $R = (M - D) / M$

但し、Mはここで伝送帯域における最大伝送レート（ここでは128kbps）であり、Dは該当するチャンネルでの伝送レートである。

【0037】このヌルシンボル挿入部104での処理は、ヌルシンボルの挿入で、シンボルレートが2<sup>N</sup>倍（Nは正の任意の数）になるようにコントロールする処理である。但し、図2のCに示す処理、即ち96kbpsのレートで伝送する場合には、Nの値が整数とはならないが、上述した【数1】式に基づいたヌルシンボルの挿入レート $R = 1/4$ の規則を用いた処理である。

【0038】ヌルシンボル挿入部104でヌルシンボルが挿入された送信シンボルは、ランダム位相シフト部105でランダム位相シフトによるスクランブル処理（或いは他のスクランブル処理）を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを送フーリエ変換（IFFT）処理部106に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部106で変換された信号は、ガードタイム付加部107に供給してガードタイムを付加すると共に、窓かけ処理部108で所定単位毎の信号に送信用の窓かけデータを乗算する。窓かけデータが乗算された送信信号は、送信処理部109に供給して、高周波信号を搬送し、所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ110から無線送信する。

【0039】このような構成で無線送信される信号を端末装置又は基地局で受信する構成を、図3を示す。アンテナ111が接続された受信処理部112では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓かけ処理

部113に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓かけデータを乗算した後、フーリエ変換（FFT）処理部114に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。

【0040】変換されたシンボルストリームは、デスクランブル部115で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、シンボル選択部116に供給する。シンボル選択部116では、送信時にヌルシンボル挿入部104（図1参照）で挿入されたヌルシンボル以外のシンボルを選択（即ちヌルシンボルを除去）する処理を行う。このヌルシンボルが除去されたシンボルストリームをビット抽出部117に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部118に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子119に得る。

【0041】シンボル選択部116で抽出するシンボルとしては、伝送される情報ビットストリームの伝送レートにより異なる。即ち、図2に示すように送信時に挿入された振幅が0のヌルシンボルの位置は、伝送レートにより変化した。それぞれの伝送レートの場合に、○印で示したシンボルだけを抽出する処理を行う。この処理を行うことで、32kbpsから128kbpsまでの伝送レートの伝送を、同じ通信帯域幅を使用して行える。

【0042】ここでは、32kbpsから128kbpsまでの可変伝送レートで伝送する場合について説明したが、同様の処理により、最大ビット数Mkbpsの通信が行える帯域において、M/2<sup>N</sup> kbpsの通信を行うことが可能である。この場合、送信側において、生成されたシンボルとヌルシンボルとは、次の表1に示すパターンで挿入される。この表1において、白丸で示すシンボルは、情報ビットにより生成されたシンボルであり、黒丸で示すシンボルは、ヌルシンボルである。

【0043】

【表1】

M/2 <sup>N</sup> kbps 送信時	○●○○○○○○○○○○○○○○○○
M/2 <sup>N-1</sup> kbps 送信時	○●●●○○●○○●○○●○○●
M/2 <sup>N-2</sup> kbps 送信時	○●●●○○●○○●○○●○○●
M/2 <sup>N-3</sup> kbps 送信時	○●●●○○●○○●○○●○○●
M/2 <sup>N-4</sup> kbps 送信時	○●●●○○●○○●○○●○○●

(○: 情報ビットより生成されたシンボル, ●: ヌルシンボル)

【0044】以上のような通信を行うことで、低速伝送から高速伝送まで同じ通信帯域幅を用いて行うことが可能となり、例えば第一の高周波回路（送信処理回路や受信処理回路）のみしか備えていない端末装置においても可変伝送レートの通信が可能になる。

【0045】なお、この第1の実施の形態で説明した伝

送処理を、TDMA構造で行うようにすることで、最低伝送レートと最大伝送レートとの差をより大きくすることが可能になる。図4は、この場合のフレーム構造の例を示す図で、例えばスロット1～スロット8の8タイムスロットで1フレームが構成される8TDMAで構成されている場合に、1つのスロットで32kbps（ヌルシン

ボル挿入率 $R=3/4$ から128kbps(ヌルシンボル挿入率 $R=0/4$ )までのレートのマルチキャリア信号の伝送が可能な帯域が設定し得るものと、1フレームで1スロットだけを使用した通信では、32kbpsから128kbpsのレートでの伝送が行われ、1フレームの2スロットを使用した通信では、256kbpsのレートまでの伝送が行われ、以下使用するスロット数を増やすことで、最大で8スロットを使用して、ヌルシンボル挿入率 $R=0/4$ としたとき128kbps $\times 8=1024$ kbpsの伝送レートでの通信が可能となる。

【0046】また、この第1の実施の形態で説明した伝送処理でヌルシンボルを挿入した箇所(ヌルシンボルによるサブキャリア)は、他の系の通信で使うことができる。このようにヌルシンボルの挿入位置のサブキャリアを、他の通信に使用することで、多重通信を効率良く行うことができる。例えば、図1に示す送信処理で、64kbpsのレートの情報ビットストリームを送信する際には、ヌルシンボルの挿入位置で、他の系の通信を行うことで、2つの系の64kbpsのレートのレート1の情報ビットストリームの伝送が、1つの伝送帯域で可能である。同様に、32kbpsのレートの場合には、4つの系の32kbpsのレートの情報ビットストリームの伝送が、1つの伝送帯域で可能である。さらに、96kbpsのレートの伝送と、32kbpsのレートの伝送とを、1つの伝送帯域で行うこともできる。

【0047】次に、本発明の第2の実施の形態を、図5～図7を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では1つの送信機から多重送信を行うようにしたものである。この多重送信は、例えば基地局から複数の系の送信信号を同時に送信する場合に適用できる。この実施の形態において、多重通信を行う構成以外は、上述した第1の実施の形態で説明した処理と基本的に同じであり、受信系の構成については省略する。

【0048】図5は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1、チャンネル2…チャンネルN(Nは任意の整数)のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子121a、121b…121nに得られるものとする。各端子121a～121nに得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同じ伝送レートのビットストリームとしてあり、それぞれ別のコーディング部122a、122b…122nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部122a～122nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別個のシンボルマッピング部123a、123b…123nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。ここでの送信シンボルへのマッピング処理としては、QPSK処理、8PSK処理、16QAM処理などの処理が適用できる。

或いは周波数軸上や時間軸上での差動変調が行われる場合もある。

【0049】各チャンネル毎のシンボルマッピング部123a～123nで生成された送信シンボルは、混合回路(マルチプレクサ)124に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。図6は、混合回路124での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えばチャンネル1～チャンネル4のチャンネル数4のシンボルストリームを、1系統のシンボルストリームに変換するものである。チャンネル1のシンボルストリームが混合回路124の端子124aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが混合回路124の端子124bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが混合回路124の端子124cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが混合回路124の端子124dに得られる。このとき、混合回路124を構成するスイッチの接点124mが、各端子124a～124dを順に周期的に選択する処理を行って出力する。

【0050】図7は、この混合状態の例を示した図で、例えば図7のA、B、C、Dに示す状態で、それぞれ別のチャンネル1、2、3、4のシンボルストリームが得られるとき、各チャンネルのシンボルを順に選択して、図7のEに示す1系統の混合ストリームを得る。例えば、各チャンネルのストリームが、32kbpsのレートの情報ビットストリームのシンボルであるとき、128kbpsのレートの情報ビットストリームに相当するシンボルストリームとなる。なお、各チャンネルのシンボルの送出タイミングが同期していない場合には、バッファメモリなどを使用した同期処理が必要になる。

【0051】図5の説明に戻ると、混合回路124で混合された送信シンボルは、ランダム位相シフト部125でランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFFT)処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓がけ処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓がけデータを乗算する。窓がけデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を畳み込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

【0052】このように無線送信される信号を受信する側(例えば基地局からの信号を受信する端末装置)では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図3の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。

【0053】なお、ここでは4チャンネルの多重化を行う場合を例として説明したため、多重化されたシンボルストリーム(図7のE)での各チャンネルのシンボルの出現周期は4となっているが、最大のチャンネル多重数はこれに限定されるものではない。最大のチャンネル多重数は、 $2^n$ (ここでnは正の整数: 即ち $n=1, 2, 3, 4, \dots$ )と設定することができ、この場合の各チャンネルのシンボルの出現周期は、最大の多重数と同じ $2^n$ となる。実際の通信で使用するチャンネル数が、最大の多重数よりも小さい場合には、使われていないチャンネルのシンボルとして、第1の実施の形態で説明したヌルシンボル(振幅が0のシンボル)を挿入すれば良い。

【0054】次に、本発明の第3の実施の形態を、図8及び図9を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例でも第2の実施の形態と同様に、1つの送信機から多重送信を行うようにしたものであり、第2の実施の形態に対応する部分には同一符号を付し、その詳細説明は省略する。

【0055】ここで本実施の形態の場合には、各チャンネルの伝送レートが異なる場合の例としてあり、図8は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1、チャンネル2、チャンネル3のチャンネル数3の情報ビットストリームが、端子131a、131b、131cに得られるものとする。各チャンネルの伝送レートとしては、例えばチャンネル1、チャンネル2がそれぞれ3.2kbpsであり、チャンネル3が6.4kbpsであるとする。各端子131a~131cに得られる各チャンネルの情報ビットストリームは、それぞれ別のコーディング部132a、132b、132cに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部132a、132bで符号化されたチャンネル1、チャンネル2のビットストリームは、それぞれのチャンネル用のシンボルマッピング部133a、133bに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、チャンネル3のビットストリームは、2つの系統のビットストリームに2分割し、一方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133cに供給すると共に、他方の系統のビットストリームはシンボルマッピング部133dに供給し、それぞれ別に送信シンボルへマッピングする。

【0056】各シンボルマッピング部133a~133dでマッピングされた送信シンボルは、混合回路134に供給して、1系統に多重化する。図8は、ここでこの多重化状態の例を示してあり、2つの系統に分割されたチャンネル3のシンボルストリームを、同じ間隔で周期的に配置すると共に、その間にチャンネル1のシンボルストリームとチャンネル2のシンボルストリームを周期的

に配置する。即ち、例えばチャンネル1、チャンネル3、チャンネル2、チャンネル3…の配置を繰り返して設定する。

【0057】この多重化されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部125でランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFFT)処理部126に供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部126で変換された信号は、ガードタイム付加部127に供給してガードタイムを付加すると共に、窓かけ処理部128で所定単位毎の信号に送信用の窓かけデータを乗算する。窓かけデータが乗算された送信信号は、送信処理部129に供給して、高周波信号を畳込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ130から無線送信する。

【0058】このように無線送信される信号を受信する側(例えば基地局からの信号を受信する端末装置)では、例えば上述した第1の実施の形態で説明した図3の構成で受信処理を行うことで、任意のチャンネルの信号を抽出して処理できる。即ち、図9に示す状態で多重化された送信信号から、チャンネル1又はチャンネル2の信号を抽出する場合には、4周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信でき、チャンネル3の信号を抽出する場合には、2周期毎のシンボルを抽出することで、そのチャンネルの信号が受信できる。

【0059】なお、ここでは最大12.8kbpsまで伝送できる帯域で、3.2kbpsと6.4kbpsの伝送レートを混在させて通信を行う例として説明したが、これに限定されるものではない。即ち、各チャンネルの伝送レートD(kbps)は、基本的には次式のように設定できる。

【0060】

【数2】伝送レート $D = M/2^n$  [kbps]

ここで、 $N=1, 2, 3, \dots$ の正の整数、Mは該当する帯域における最大伝送レートである。

【0061】また、第1の実施の形態で説明した9.6kbpsの例に、【数2】式で設定されるレートの間の値のレートを設定しても良い。

【0062】次に、本発明の第4の実施の形態を、図10~図15を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例では複数の送信機から多重送信を行うようにしたものである。例えば、複数の端末装置から同時に多重送信を行って、基地局で一括して受信する場合が相当する。

【0063】図10は本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1~チャンネルN(Nは任意の整数)の情報ビットストリームが、それぞ

れ別の送信機の端子141a~141nに個別に得られるものとする。各送信機は基本的に共通の構成であり、チャンネル1の信号を処理する送信機の構成を説明すると、端子141aに得られる情報ビットストリームは、コーディング部142aで符号化された後にインターリーブなどのコーディング処理を行う。コーディング部142aで符号化された各ビットは、シンボルマッピング部143aに供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0064】このシンボルマッピング部143aで生成された送信シンボルは、ランダム位相シフト部144aでランダム位相シフトによるスクランブル処理(或いは他のスクランブル処理)を行い、そのスクランブル処理された送信シンボルを逆フーリエ変換(IFFT)処理部145aに供給し、逆高速フーリエ変換の演算処理で、時間軸上に配置されたシンボルストリームを、周波数軸上にサブキャリアが配置されたマルチキャリア信号に変換する。逆フーリエ変換処理部145aで変換された信号は、内部チャンネル選択部146aで内部チャンネル選択処理が行われ、この内部チャンネル選択処理が行われたマルチキャリア信号を、送信処理部147aに供給して、高周波信号を搬送する伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ148aから無線送信する。

【0065】内部チャンネル選択部146aの構成を図11に示す。前段の回路から端子151に得られる信号を、シンボル繰り返し部152に供給し、そのときの伝送レートに応じて数のシンボル反復処理を行う。例えば、ここでの1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsで、無線伝送されるマルチキャリア信号の伝送路上でのサブキャリア間隔を4kHz間隔とし、1チャンネルでの伝送レートが32kbpsであるとする。このとき、前段の逆フーリエ変換処理部145aでは、サブキャリア間隔が16kHzのマルチキャリア信号への変換処理を行う。

【0066】シンボル繰り返し部152では、この信号のシンボル成分を4倍に反復する処理を行い、4kHz間隔の信号に変換する。例えば図11に示すように、シンボル繰り返し部152の入力部に示した波形が、このシンボル繰り返し部152で4回反復された波形に変換されている。この逆フーリエ変換されたシンボルストリームを多重化繰り返すことによって、該当するチャンネルが使用していないサブキャリアにマルチシンボルを挿入すること等価の効果を等しいことになる。

【0067】このシンボル繰り返し部152で繰り返された信号は、乗算器153で、オフセット周波数発生器154が出力するオフセット周波数を乗算される。この乗算により、該当するチャンネルの周波数オフセット分、各シンボルに位相の旋回が生じることになる。なお、該当するチャンネルの周波数オフセットが0Hzで

ある場合には、定数との乗算になる。即ち、この乗算器153で乗算されたシンボル系列によって、どのチャンネルに割り当てられたサブキャリアを使用するかが決定される。オフセット周波数が乗算された信号は、窓かけ処理部155に供給して、所定単位毎に送信用の窓かけゲートを乗算し、端子156から送信処理部147aに供給する。

【0068】各チャンネルで送信処理される信号の状態の例を図12に示す。ここでは、1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsで、この128kbpsの伝送レートのデータを、4kHz間隔のサブキャリアによるマルチキャリア信号により伝送される構成とされている場合に、4つの送信機から1つの伝送帯域を使用して、それぞれの送信機から伝送レートが32kbpsのデータを、この1伝送帯域に多重伝送する場合は示したものである。

【0069】図12のA、B、C、Dは、それぞれ各送信機から送信されるチャンネル1、チャンネル2、チャンネル3、チャンネル4の送信信号を示したもので、各チャンネルの信号は、サブキャリアが16kHz間隔のマルチキャリア信号としてある。ここで、各チャンネルでサブキャリアが存在する周波数位置は、チャンネル1が図12のAに示すように、基準となる周波数fから16kHz間隔としてあり、チャンネル2が図12のBに示すように、周波数fから4kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてあり、チャンネル3が図12のCに示すように、周波数fから8kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてあり、チャンネル4が図12のDに示すように、周波数fから12kHzシフトした周波数位置から16kHz間隔としてある。

【0070】これらの各チャンネルの信号が無線伝送されることで、無線伝送路上で図12のEに示すように、4kHz間隔でサブキャリアが配置された状態となり、1つの伝送帯域に4つのチャンネルの信号が多重伝送されることになる。この場合、各送信機が備える逆フーリエ変換処理部での高速逆フーリエ変換処理としては、そのチャンネルで扱う32kbpsの伝送レートの信号を16kHz幅のサブキャリア群に変換する処理だけで良く、逆フーリエ変換処理部での処理量を、そのシステムにおけるサブキャリア間隔に必要な処理量よりも大幅に少なくすることができる。

【0071】ここでは、32kbpsの伝送レートの信号の通信を行う例について説明したが、例えば同じ伝送帯域で64kbpsの伝送レートの信号の通信を行う場合には、そのレートの通信に見合う規模の逆フーリエ変換処理部により演算を行い(即ち32kbpsの通信の時に比べて倍のサンプル数が出力される)、内部チャンネル選択部でのシンボル反復で2倍に反復すれば良く、どのような伝送レートの場合でも同様の処理で送信信号の生成が可能である。この場合、各送信機(端末装置)が備える処理



回路としては、その装置で送信を行う伝送レートに見合った能力の逆フーリエ変換処理回路を備えるだけで良く、全ての端末装置が用意された伝送帯域で規定されたサブキャリア間隔のマルチキャリア信号を生成させる能力を備える必要がなく、端末装置の構成を簡単にすることができる。

【0072】また、例えば上述した第1の実施の形態で説明したようなスルシボルの挿入処理を同時に行って、伝送レートの変化に対応させる処理を行うことで、より伝送レートが低い場合に処理できる。

【0073】次に、このように多重伝送される信号を、例えば基地局で一括受信する構成の例を、図13に示す。アンテナ161が伝送される受信処理部162では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、窓関数処理部163に供給して、所定単位毎の信号に受信用の窓がけデータを乗算した後、フーリエ変換(FFT)処理部164に供給し、周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。ここでの変換処理としては、受信した伝送帯域に配置されたサブキャリアを全て変換する処理である。

【0074】変換されたシンボルストリームは、ランダム位相シフト部165で送信時のスクランブル処理とは逆のデスクランブル処理を行う。このデスクランブルされたシンボルストリームは、分離回路(デマルチプレクサ)166で、1伝送帯域に多重化されたシンボルを各チャンネル毎に分離する処理を行う。各チャンネル毎に分離されたシンボルストリームは、各チャンネル毎のビット抽出部167a、167b...167nに供給し、各チャンネル毎に個別にビット抽出処理を行って受信ビットストリームを得、その受信ビットストリームを各チャンネル毎のデコード部168a、168b...168nに供給し、各チャンネル毎に個別にデコードして、各チャンネル毎の情報ビットストリームを各チャンネル毎の端子169a、169b...169nに得る。

【0075】図14は、分離回路166での処理の概念を簡単に示す図で、ここでは例えば1系統のシンボルストリームに多重されたチャンネル1-チャンネル4の4チャンネルのシンボルストリームを分離するものである。分離回路166を構成するスイッチの接点166mに得られる多重化されたシンボルストリームを、1シンボル毎に端子166a~端子166dの4つの端子に順に供給するように切換える処理を周期的に行う、このように切換えることで、チャンネル1のシンボルストリームが端子166aに得られ、チャンネル2のシンボルストリームが端子166bに得られ、チャンネル3のシンボルストリームが端子166cに得られ、チャンネル4のシンボルストリームが端子166dに得られる。

【0076】図15は、この分離状態の例を示した図

で、例えば図15のAに示す信号は、4チャンネルの信号が多重化された1伝送帯域の信号を受信して得たシンボルストリームで、一定の時間間隔で配置されたシンボルは、4チャンネルのシンボルが混合されている。ここで、1シンボル毎に順に分離回路166を構成するスイッチの接点166mを切換えることで、図15のB、C、D、Eに示すように、各チャンネルのシンボルが分離されて出力される。

【0077】このように受信機を構成したことで、1伝送帯域に多重化された複数のチャンネルの信号を一括して受信することができる。

【0078】次に、本発明の第5の実施の形態を、図16~図20を参照して説明する。本実施の形態においても、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、この例ではここまで説明した実施の形態での処理で、1伝送帯域に多重伝送される信号の内の任意のチャンネルを受信するようにしたものである。例えば、基地局から同時に多重送信される信号の中から、任意のチャンネルを端末装置で受信する場合に相当する。

【0079】まず、本例で受信する信号について説明すると、ここでは1伝送帯域で最大128kbpsのレートの伝送が可能な帯域幅において、32kbpsのレートの4チャンネルが多重化されている場合を想定しており、伝送路におけるサブキャリア間隔は4kHz(即ち1シンボルの変調時間が250μs=1/4kHz)としてある。

【0080】図16は本実施の形態での受信構成を示した図である。ここでは、アンテナ171が受信された受信処理部172で、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、チャンネル選択部173で所望のチャンネルが選択された後、その選択されたチャンネルの受信信号をマルチキャリア処理部174に供給し、フーリエ変換処理などで周波数軸上に配置されたサブキャリアを時間軸上に配置されたシンボルストリームに変換する。なお、窓がけ処理やランダム位相シフトなどのマルチキャリア処理に必要な他の処理についても、このマルチキャリア処理部174で実行される。

【0081】変換されたシンボルストリームはビット抽出部175に供給し、符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部176に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子177に得る。

【0082】図17は、チャンネル選択部173の構成例を示した図である。ここでは、前段の受信処理部から端子181に供給されるベースバンド信号としては、周波数軸上に4kHz間隔でサブキャリアが並んだ信号が250μs間隔入力される。この端子181に得られる信号は、セクタ181aに直接供給すると共に、遅延回路181bを介して遅延させてセクタ181aに供給

し、セクタ181aでの選択で、信号のシンボルが繰り返し処理が施される。

【0083】このセクタ181aの出力は、減算器182に供給されると共に、遅延回路183により1シンボルの変調時間の $1/2^1$ の時間（即ちここでは125μ秒）遅延された信号が減算器182に供給され、両信号の差分が抽出される。この差分の信号は、さらに減算器184に直接供給されると共に、遅延回路185により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは62.5μ秒）遅延された信号が減算器184に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器195を介して端子191に得られる。また、減算器182の出力信号が、加算器186に直接供給されると共に、遅延回路185により遅延された信号が加算器186に供給され、両信号の加算信号が乗算器196を介して端子192に得られる。

【0084】また、端子181に得られる信号にセクタ181aと遅延回路181bでシンボル繰り返し処理が施された信号は、加算器187に供給されると共に、遅延回路183により遅延された信号が加算器187に供給され、両信号の加算信号が得られる。この加算信号は、さらに減算器188に直接供給されると共に、遅延回路189により1シンボルの変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間（即ちここでは62.5μ秒）遅延された信号が減算器188に供給され、両信号の差分が抽出され、その差分の信号が乗算器197を介して端子193に得られる。また、加算器187の出力信号が、加算器190に直接供給されると共に、遅延回路189により遅延された信号が加算器190に供給され、両信号の加算信号が乗算器198を介して端子194に得られる。各乗算器195、196、197、198では、オフセット周波数の補正信号発生器195a、196a、197a、198aからの補正信号が乗算される。このオフセット周波数の補正処理については後述する。

【0085】このように構成したチャンネル選択部173での処理状態を、図18を参照して説明する。まず、端子181に得られる信号として図18のAに示すように、チャンネル1～4の各サブキャリアが4kHz間隔で順に配置された信号が、250μ秒間入力する。ここでは、この信号の前半の125μ秒間と後半の125μ秒間とに分けて、減算器182で互いに減算したものと、加算器187で互に加算したものとが生成される。加算器187の出力としては、元の信号からサブキャリア数が $1/2^1$ に乏しく、図18のDに示すように、チャンネル1とチャンネル3の奇数番目のサブキャリアだけになる。この加算器187の出力からは、さらに減算器188で遅延信号と減算したものと、加算器190で遅延信号と加算したものとが生成される。加算器190で加算された信号としては、図18のCに示すように、チャンネル1の信号のサブキャリアだけになる。減

算器188で減算された信号としては、図18のDに示すように、チャンネル3の信号のサブキャリアだけになる。

【0086】また、減算器182の出力としては、元の信号からサブキャリア数が半分になり、図18のEに示すように、チャンネル2とチャンネル4の偶数番目のサブキャリアだけになる。この減算器182の出力からは、さらに加算器186で遅延信号と加算したものと、減算器184で遅延信号と減算したものとが生成される。加算器186で加算された信号としては、図18のFに示すように、チャンネル2の信号のサブキャリアだけになる。減算器184で減算された信号としては、図18のGに示すように、チャンネル4の信号のサブキャリアだけになる。

【0087】このようにして端子191、192、193、194に得られる信号は、この後段においてFFT処理（高速フーリエ変換処理）が施されてサブキャリアの抽出が行われるが、図18のD、F、Gに示すように、チャンネル2～4の信号には、オフセット周波数が畳み込まれている状態になっている。具体的には、多重されてきた信号のサブキャリア間隔がfs(Hz)だったとして、チャンネル2には2fs(Hz)、チャンネル3には2fs(Hz)、チャンネル4には3fs(Hz)のオフセット周波数が存在する。そこで、これらのオフセットを取り除くべく、乗算器195、196、197、198で、マインスのオフセット周波数を持つ正弦波と乗算した後、端子191、192、193、194に供給する出力信号とする。具体的には、チャンネル2には $-fs$ (Hz)、チャンネル3には $-2fs$ (Hz)、チャンネル4には $-3fs$ (Hz)の信号を乗算して出力を得ることになる。

【0088】この処理は、チャンネル2では、補正信号発生器196aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 1))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器196で乗算することで行われる。また、チャンネル3では、補正信号発生器197aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 2))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器197で乗算することで行われる。また、チャンネル4では、補正信号発生器198aで、 $\exp(-j2\pi(i/M \times 3))$ の信号を発生させて、その信号を乗算器198で乗算することで行われる。なお、補正信号として示すMは、250μsecの間にチャンネル選択手段173に入力されてくるシンボル数、iはその入力されてくるシンボルが何番目にされたシンボルかを示す添字である。このようにして、オフセット周波数が取り除かれて端子191、192、193、194に得られる信号を周波数軸上で観測して観ると、図18のC、D、F、Gの右側に示すように、オフセット周波数が払拭された状態になっており、どのチャンネルのサブキャリアの同一のFFT回路で抽出することができる。

【0089】このようにして、チャンネル選択部173では、各チャンネル毎のサブキャリアが分離され、チャ

ンネル選択部173以降の回路では、受信する必要があるチャンネルのサブキャリアだけを処理することで、該当するチャンネルの情報ビットストリームを得ることができる。

【0090】ところで、図17に示したチャンネル選択部は、多重化されて伝送される4チャンネル全ての信号を分離する構成としたが、いずれか1つのチャンネルの信号だけが必要である場合には、例えば図19に示すチャンネル選択部173'としても良い。即ち、端子201に得られる受信信号(パスバンド信号)を、セレクト201aと遅延回路201bを使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部202に供給すると共に、遅延回路203により1変調時間の $1/2^j$ の時間遅延させた信号を演算部202に供給する。演算部202は、制御部207の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部202の出力は、演算部204に直接供給すると共に、遅延回路205により1変調時間の $1/4$ ( $=1/2^2$ )の時間遅延させた信号を演算部204に供給する。演算部204は、制御部207の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部204の演算出力を、乗算器208で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子206に供給し、端子206から後段の回路に供給する。なお、乗算器208で補正するオフセット周波数は、制御部207による制御で決定される。このように構成したことで、演算部202と演算部204での加算処理又は減算処理の制御部207による制御で、図17に示したチャンネル選択部173での各チャンネル毎の選択処理状態と同じ状態にすることができ、多重化された4チャンネルの信号の中から所望のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0091】また、例えば1伝送帯域で2チャンネルの信号が多重化されている場合(例えば64kbpsの伝送レート)の信号が2チャンネル多重化されている場合に、各チャンネルの信号を抽出するチャンネル選択部としては、例えば図20に示すチャンネル選択部173''で構成できる。即ち、端子211に得られる受信信号(パスバンド信号)を、セレクト211aと遅延回路211bを使用してシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部212に供給すると共に、遅延回路213により1変調時間の $1/2^j$ の時間遅延させた信号を演算部212に供給する。演算部212は、制御部215の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部212の演算出力を、乗算器216で正弦波との乗算によりオフセット周波数を取り除いた後、端子214に供給し、端子214から後段の回路に供給する。なお、乗算器216で補正するオフセット周波数は、制御部215による制御で決定される。このように構成したことで、演算部212での加算処理

又は減算処理の制御部215による制御で、多重化された2チャンネルの信号の中からいずれか一方のチャンネルのサブキャリアだけを抽出することができる。

【0092】なお、例えば1伝送帯域での最大伝送レートが128kbpsの場合に、最大伝送レートとして64kbpsまでサポートしたい端末装置において、8kbpsのような低速のレートの受信を行う場合には、その端末装置での最大伝送レート(64kbps)に対応したチャンネル選択部を備えて、64kbpsのマルチキャリア信号として処理した、周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換した後に、そのシンボルストリームから所望のチャンネルを選択するような処理を行っても良い。

【0093】また、逆に8kbpsしかサポートしないなどといった低レート専用の受信機は、図19中の演算部204と遅延回路205に相当する処理手段をシリアルに連結して同様の処理を行うことにより、チャンネル選択手段173の出力シンボル数を、端子201が有する信号線の $1/2^N$ (Nは連結した処理手段の段数)に削減することが可能となる。このチャンネル選択手段内部の段数は任意の値を選ぶことが可能で、この値は該受信機のサポートする最大伝送レートによって決定される。なお、各段における遅延量は、 $1/2^j$ (jは段数を示す)とする。

【0094】なお、この実施の形態では、セルラ方式の無線電話システムの例であるとしたが、このように多重伝送される信号から所望のチャンネルを選択して受信する受信機は、マルチキャリア信号で複数のチャンネルの放送信号が多重伝送されるDAB(デジタルオーディオ放送: Digital Audio Broadcasting)等の他のシステム用の受信機にも適用できる。この受信機に適用することで、受信機が備えるフーリエ変換手段として、1チャンネルのサブキャリアだけを交換処理する能力のものを備えるだけでなく、従来のように1伝送帯域のサブキャリアを全て交換処理する能力のものを備える場合に比べて、受信機の構成を簡単にすることができる。

【0095】次に、本発明の第6の実施の形態を、図21〜図24を参照して説明する。本実施の形態においては、セルラ方式の無線電話システムに適用した例としてあり、1伝送帯域で複数のチャンネルを多重伝送する場合に、その多重化される任意の1チャンネルをパイロットチャンネルとしたものである。

【0096】図21は、本実施の形態での送信構成を示した図である。ここでは、チャンネル1〜チャンネルN(Nは任意の整数)のチャンネル数Nの情報ビットストリームが、端子221a〜221nに得られると共に、端子221pにパイロットチャンネルのビットストリームが得られるものとする。なお、ここではパイロットチャンネルのデータとして、予め決められた既知信号を端子221pに供給する。また、この既知信号の他に、何

らな制御データ（例えば基地局を認識するためのIDなど）を送送するようにしても良い。また、ここではパイロットチャンネル以外のチャンネル（チャンネル1～チャンネルN）をトラフィックチャンネルと称する。

【0097】端子221a～221nに得られる各トラフィックチャンネルの情報ビットストリームは、ここでは同位伝送レート（ビットストリーム）としてあり、それぞれ別のコーディング部222a～222nに供給して、符号化ならびにインターリーブなどのコーディング処理を個別に行う。コーディング部222a～222nで符号化された各チャンネルのビットストリームは、それぞれ別のシンボルマッピング部223a～223nに供給して、各チャンネル毎に個別に送信シンボルへマッピングする。また、端子221pに得られるパイロットチャンネルのビットストリームは、ここではシンボルマッピング部223pに直接供給して、送信シンボルへマッピングする。

【0098】各チャンネル毎のシンボルマッピング部223a～223n、223pで生成された送信シンボルは、混合回路（マルチプレクサ）224に供給して、1系統のシンボルストリームに混合する。この混合回路224での混合処理構成は、例えば第2の実施形態において、図6で説明した混合回路124と同様の処理構成とすることができる。混合回路224で混合された送信シンボルは、マルチキャリア処理部225でスクランブル処理、逆フーリエ変換処理、窓かけ処理などの周波数軸上に配置されたサブキャリアで構成されるマルチキャリア信号とする処理を行って、生成されたマルチキャリア信号を、送信処理部226に供給して、高周波信号を畳み込み所定の伝送周波数帯域に周波数変換し、その周波数変換された送信信号をアンテナ227から無線送信する。

【0099】図23は、このようにパイロットチャンネルを含むチャンネル構成とした場合の、1伝送帯域での多重状態の例を示したものである。ここでは、チャンネル1～3の3チャンネルのトラフィックチャンネルと、1つのパイロットチャンネルを多重化した例としてあり、各チャンネルのサブキャリアが順に配置してある。

【0100】次に、このように送信される信号を受信する構成を、図22に示す。アンテナ231が接続された受信処理部232では、所定の伝送周波数帯域の信号を受信して、ベースバンド信号に変換する。変換されたベースバンド信号は、第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bに供給する。第1のチャンネル選択部233aでは、受信するトラフィックチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。第2のチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを選択する処理を行う。各チャンネル選択部233a、233bで選択されたサブキャリアは、それぞれ別にマルチキャリア処理部234a、234bに供給し、

フーリエ変換処理などで周波数軸上のサブキャリアを時間軸上のシンボルストリームに変換する処理を行う。マルチキャリア処理部234aで得られた所定のトラフィックチャンネルのシンボルストリームは、パイロットコライザ235に供給する。

【0101】このコライザ235では、パイロットチャンネルで受信した既知信号の状態に基づいて伝送路状態を推定し、その推定した伝送路状態に基づいて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行い、その等化処理されたシンボルの同期検波を行う。検波されたシンボルは、ビット抽出部236に供給して符号化ビットを抽出し、その抽出されたビットデータをデコード部237に供給してデコードし、デコードされた情報ビットストリームを端子238に得る。また、パイロットチャンネルで受信されたデータは、図示しない端末装置の制御部に供給して、そのデータに基づいた制御処理を行う。

【0102】第1及び第2のチャンネル選択部233a及び233bは、例えば図24に示すように構成する。即ち、第1のチャンネル選択部233aでは、前段の回路から端子241に得られる信号に、セレクタ241aと遅延回路241bを使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部242に供給すると共に、遅延回路243により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部242に供給する。演算部242は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部242の出力は、演算部244に直接供給すると共に、遅延回路245により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部244に供給する。演算部244は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部244の演算出力を、乗算器248で制御部247から指示された正弦波を乗じることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子246から後段の回路に供給する。

【0103】また、第2のチャンネル選択部233bでは、前段の回路から端子251に得られる信号に、セレクタ251aと遅延回路251bを使用したシンボル繰り返し処理を施した後に、演算部252に供給すると共に、遅延回路253により1変調時間の $1/2^1$ の時間遅延させた信号を演算部252に供給する。演算部252は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部252の出力は、演算部254に直接供給すると共に、遅延回路255により1変調時間の $1/4$ （ $=1/2^2$ ）の時間遅延させた信号を演算部254に供給する。演算部254は、制御部247の制御により、加算処理と減算処理のいずれか一方の演算処理が行われる回路である。演算部254の演算出力を、乗算器257で

制御部247から指示された正弦波を乗せることによりオフセット周波数を取り除いた後に、端子256から後段の回路に供給する。このように構成したことで、制御部247の制御に基づいて、第1のチャンネル選択部233aでは、所望のトラフィックチャンネルのサブキャリアを抽出することができると共に、他にはチャンネル選択部233bでは、パイロットチャンネルのサブキャリアを抽出することができる。

【0104】このように構成したことで、パイロットチャンネルで伝送される既知信号（パイロット信号）に基づいて伝送路推定を行うことが可能になり、同期検波で送受信を行うことが可能となる。これにより差動変調を行ったときに比べて良好な伝送特性を得ることができる。また、同一の基地局から送信されているチャンネルに関して、基本的には互いに直交性が保たれていることから干渉元とならず、他の基地局から送信されている信号のみが干渉として影響する。このような場合、パイロット信号が各基地局から送信されているので、これを用いてアダプティブアラベラ等々を適用することによって、干渉をキャンセルすることも可能である。なお、この実施の形態の場合にも、4チャンネルを多重化する場合を説明したが、他の実施の形態で説明した例と同様に、基本となる多重数を2<sup>N</sup>として種々の多重通信を行う構成とすることができる。

【0105】なお、ここまで説明した各実施の形態では、1変調単位内での処理を説明したが、実際にはこの処理が時間軸上で繰り返して実行されることになる。そこで、1変調時間単位で、論理チャンネルと物理チャンネルの対応を変化させることで、低伝送レートのチャンネルにおいても、システム帯域の全ての周波数を使用して通信を行うことが可能になる。図25は、この場合の一例を示したもので、タイムスロットTS1、TS2、TS3、…と、1タイムスロット毎に論理チャンネルCH1〜CH4のサブキャリアの配列を変化させてある。ここでは4タイムスロットを1周期とした周期的な変化である。この論理チャンネルと物理チャンネルとの対応は、既存の周波数ホッピングシステムにおけるホッピングパターンを用いば良い。

【0106】また、上述した各実施の形態では、1つの伝送帯域内での処理だけを説明したが、複数の伝送帯域が用意されている場合には、周波数帯域を入れ替える周波数ホッピングと称される処理を行うようにしても良い。図26は、この場合の一例を示したもので、ここでは6つの伝送帯域F1〜F6（1つの伝送帯域が各実施の形態での1伝送帯域に相当）が用意されている場合、例えば通信時間Taでは周波数が低い方から帯域F1、F2、F3、F4、F5、F6の配列とし、以下通信時間Tb、Tc、Tdと所定時間単位毎に帯域の配列を変化させる。この場合にも周期的に変化させる。このように周波数ホッピングさせることで、より大きな周波数ダ

イバーシティ効果を得ることができる。また、図25に示した各帯域内でサブキャリアの配列を変える処理と、図26に示した帯域毎の周波数ホッピング処理とを併用するようにしても良い。

【0107】また、上述した各実施の形態では、マルチキャリア信号により伝送を行う際の差動変調の詳細については説明しなかったが、各実施の形態で説明したように、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割当てられる際には、そのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ちそのチャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理は、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への下り回線の通信にも適用できる。

【0108】このように処理することによって、例えば端末装置が高速で移動中である場合、この処理を行わない場合には、シンボル間でフェージングの相関が低くなり特性が劣化する可能性があるが、本例の処理を行うことで、シンボル間の相関が高くなり、同期検波に比べて簡単な処理で実行できる差動変調で、良好な受信が可能になり、端末装置側の移動速度に依存しない良好な伝送ができる。

【0109】また、周波数軸上のサブキャリアを複数本毎に1チャンネルに割当てられる際に、各サブキャリアが同一チャンネルに割当てられているか否かに関係なく、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調（位相変調又は振幅変調）を行った後に送信し、受信側では逆の復調処理（即ち隣接するサブキャリアどうして差動復調処理）を行うようにしても良い。この処理についても、例えばセルラ方式などの無線電話システムにおいては、端末装置から基地局への上り回線の通信に適用できる。また、基地局から端末装置への上り回線の通信にも適用できる。

【0110】なお、ここで説明したそれぞれの差動変調処理及び差動復調処理は、サブキャリアが各実施の形態で説明した2のN乗でない場合にも適用できるものである。

【0111】また、上述した各実施の形態では、主として無線電話システムやDAB（デジタルオーディオ放送）に適用した例について説明したが、同様のマルチキャリア信号により多重伝送される他の各種伝送システムにも適用できることは勿論である。また、各実施の形態で示した伝送レート、周波数間隔、多重数などの値は、一例として示したものであり、他の値が適用できることは勿論である。

【0112】

【発明の効果】請求項1に記載した通信方法によると、

各チャンネルが多重化されてマルチキャリア信号となった送信信号には、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されているので、送信側で多重化された送信信号を形成する処理が簡単に行えると共に、それぞれのチャンネルの信号だけを抽出して受信処理することが容易に行え、受信側の構成を簡単にすることができる。また、無線通信に適用した場合には、広いサブキャリア間隔で広帯域通信を行うことから、周波数ダイバーシティ効果を得ることも可能となる。

【0113】請求項2に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を可変設定したことで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0114】請求項3に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、基地局から送信される下りチャンネルの1チャンネルをパイロットチャンネルとして確保し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとし、基地局では、パイロットチャンネルで既知信号の送信を行い、端末装置では、パイロットチャンネルで受信されたシンボルを用いて、トラフィックチャンネルで受信したシンボルの伝送路の等化処理を行って、その等化処理されたシンボルの同期検波を行うことで、伝送信号の等化処理を容易かつ良好に行うことができる。

【0115】請求項4に記載した通信方法によると、請求項1に記載した発明において、伝送される信号を、チャンネル単位又は周波数単位で周波数ホッピングさせることで、多重化された信号が効率的に拡散されて伝送され、良好な伝送状態を確保できる。

【0116】請求項5に記載した通信方法によると、チャンネル配置としては、所定数毎のサブキャリアを使用したマルチキャリア信号と共に、各チャンネル毎のサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調が行われることで、各チャンネルの信号だけで送信処理や受信処理が可能になる。

【0117】請求項6に記載した通信方法によると、請求項5に記載した発明において、送信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動変調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動変調を行い、受信側で、各チャンネルに割当てられているサブキャリアの隣り合うものどうして差動復調を行う代わりに、周波数軸上で隣り合うサブキャリア間で差動復調を行うことで、周波数軸上のサブキャリアの配列に基づいた処理によっても、伝送処理が可能になる。

【0118】請求項7に記載した送信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号が送信され、各チャンネルの送信シンボルを一定の処理で配置でき、簡単な処理で容易に多重化できる送信信号を

形成できる。

【0119】請求項8に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信するデータのビットレートに応じて、Nの値を可変設定することで、ビットレートの異なるデータを混在させて伝送することが容易に行える。

【0120】請求項9に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、複数のチャンネルの送信シンボルを個別に生成させた後、1シンボル毎に各チャンネルのシンボルを並べて多重シンボル列を生成し、生成された多重シンボル列に一括してマルチキャリア信号生成処理を行い、複数のチャンネルを一括して送信処理を行うことで、複数のチャンネルの送信処理が簡単な構成で一括して行える。

【0121】請求項10に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信シンボルを生成し、生成した送信シンボルを時間軸上での信号として取り出した後に、自局に割当てられたチャンネルに相当する周波数オフセット分を畳込む処理を行うことで、目的とする周波数で送信する処理を簡単な構成で良好に行える。

【0122】請求項11に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、送信される複数のチャンネルの内の1つのチャンネルをパイロットチャンネルとして既知信号を送信処理し、残りのチャンネルをトラフィックチャンネルとして送信処理することで、パイロットチャンネルで送信される既知信号に基づいて伝送制御が良好に行える。

【0123】請求項12に記載した送信機によると、請求項7に記載した発明において、生成されたマルチキャリア信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数/干渉ダイバーシティ効果が得られ、より良好に伝送されるようになる。

【0124】請求項13に記載した受信機によると、各チャンネルの送信シンボルが所定の周波数間隔で配置されて、各チャンネルが多重化されたマルチキャリア信号を受信でき、所定の周波数間隔の送信シンボルを抽出して受信処理すれば、所望の受信チャンネルの信号を得ることができ、多重化されて伝送される信号から所望のチャンネルの信号を容易に得ることができる。

【0125】請求項14に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号より通信に用いられた帯域幅で送信された全シンボル群の内、送信側が送信している通信チャンネルのシンボルのみを抽出し、この抽出したシンボルをチャンネルデコードに供給してデコードすることで、必要とするシンボルだけの受信処理が効率的に行える。

【0126】請求項15に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信信号の帯域幅に

より決定されるサンプリングレートにより受信信号のサンプリングを行い、サンプリングされたシンボルを互いに加算もしくは減算することにより、所望の受信チャンネルを選択して、後段に出力するシンボル数を減少させて、受信時の最大ビットレートにより決定される必要最小限のサンプリングレートとし、この必要最小限のサンプリングレートのシンボル数の受信データを受信処理することで、必要なサンプリングレートのシンボル数の受信データを効率良く得ることができる。

【0127】請求項16に記載した受信機によると、請求項15に記載した発明において、受信データを受信処理する受信処理手段は、最大ビットレートにより決定される処理能力を備え、最大ビットレートよりも低いビットレートでの通信を行う際には所望のビットのみを抽出することで、低いビットレートでの通信時のデータ処理量を減らすことができる。

【0128】請求項17に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、パイロットチャンネルの受信処理手段と、トラフィックチャンネルの受信処理手段とを備え、パイロットチャンネルの受信処理手段で受信された既知信号のシンボルを用いて、トラフィックチャンネルの受信処理手段で、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を行うことで、トラフィックチャンネルの受信シンボルの伝送路の等化処理を、パイロットチャンネルの受信信号に基づいて良好に行うことができ、良好な受信処理ができる。

【0129】請求項18に記載した受信機によると、請求項13に記載した発明において、受信した信号を、チャンネル単位又は所定周波数帯域単位で周波数ホッピングさせる周波数ホッピング手段を備えたことで、周波数ホッピングされた伝送信号の受信処理を適正に行える。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施の形態によるヌルシンボルの挿入及び抽出状態の例を示す説明図である。

【図3】本発明の第1の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1の実施の形態による処理をTDM方式に適用した例を示す説明図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図6】本発明の第2の実施の形態による混合回路の例を示す構成図である。

【図7】本発明の第2の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図8】本発明の第3の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図9】本発明の第3の実施の形態による混合状態の例を示す説明図である。

【図10】本発明の第4の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図11】本発明の第4の実施の形態による内部チャンネル選択部の構成例を示すブロック図である。

【図12】本発明の第4の実施の形態によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図13】本発明の第4の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図14】本発明の第4の実施の形態による分離回路の例を示す構成図である。

【図15】本発明の第4の実施の形態による分離状態の例を示す説明図である。

【図16】本発明の第5の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図17】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図18】本発明の第5の実施の形態によるチャンネル選択部での処理例を示す説明図である。

【図19】チャンネル選択部の他の例を示す構成図である。

【図20】チャンネル選択部の更に他の例を示す構成図である。

【図21】本発明の第6の実施の形態による送信構成例を示すブロック図である。

【図22】本発明の第6の実施の形態による受信構成例を示すブロック図である。

【図23】本発明の第6の実施の形態による送信シンボルの配置例を示す説明図である。

【図24】本発明の第6の実施の形態によるチャンネル選択部の例を示す構成図である。

【図25】本発明の各実施の形態での他の処理によるサブキャリア配置例を示す説明図である。

【図26】本発明の各実施の形態に適用される周波数ホッピング処理を示す説明図である。

【図27】従来のDS-SS方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図28】従来のDSSS方式の受信処理例を示すブロック図である。

【図29】従来のTDM方式における多重化例を示す説明図である。

【図30】従来のOFDM方式の送信処理例を示すブロック図である。

【図31】従来のOFDM方式の受信処理例を示すブロック図である。

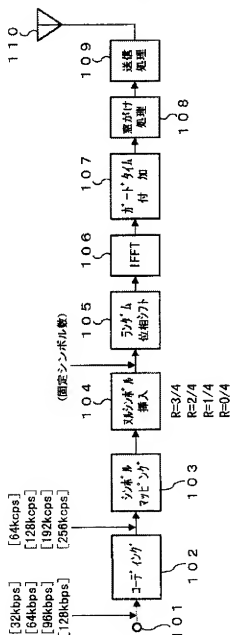
#### 【符号の説明】

103, 123a~123n, 133a~133d, 143a~143n, 223a~223n, 223p...シンボルマッピング処理部、104...ヌルシンボル挿入部、105, 125, 144a~144n...ランダム位相シフト部、106, 126, 145a~145n...逆

フーリエ変換処理部 (IFFT処理部)、107、127…ガードタイム付加部、108、128…窓がけ処理部、109、129、147a~147n、226…送信処理部、112、162、172、232…受信処理部、113、163…窓がけ処理部、114、164…フーリエ変換処理部 (FFT処理部)、115…デスクランブル部、116…シンボル選択部、117、167

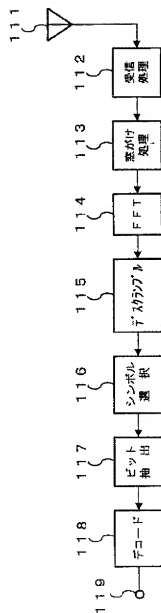
a~167n、175、236…ビット抽出部、124、134、224…混合回路、146a~146n、173、173'、173''、223a、223b…チャンネル選択部、165…ランダム位相シフト部、166…分離回路、174、225、234a、234b…マルチキャリア処理部、235…チャンネルコライザ

【図1】



第1の実施の形態による送信構成

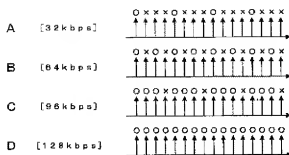
【図3】



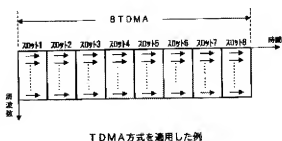
第1の実施の形態による受信構成



【図2】

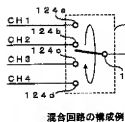


【図4】

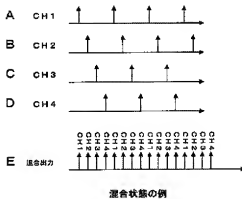


送信時のマルチンボルの挿入及び受信時の抽出シンボル

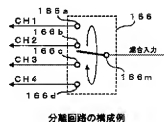
【図6】



【図7】



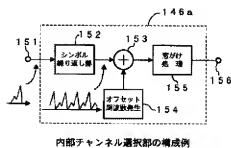
【図14】



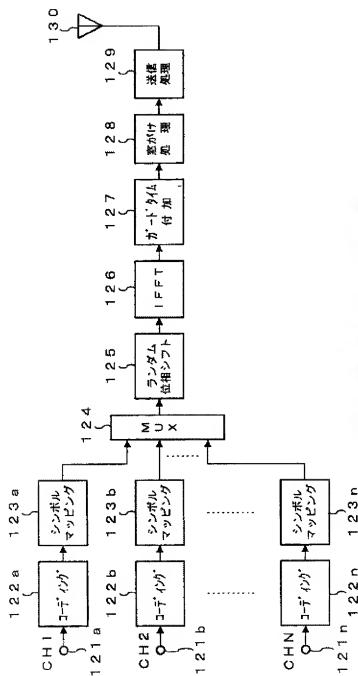
【図9】



【図11】

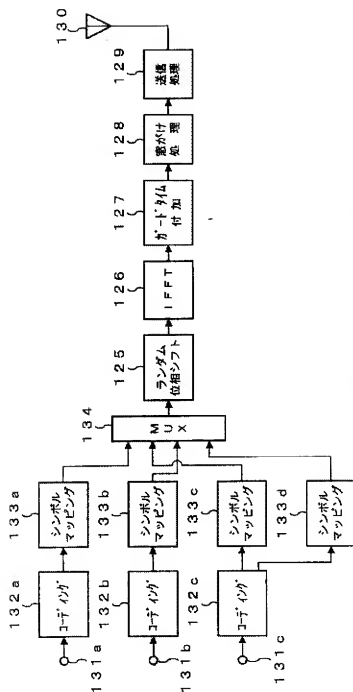


【図5】



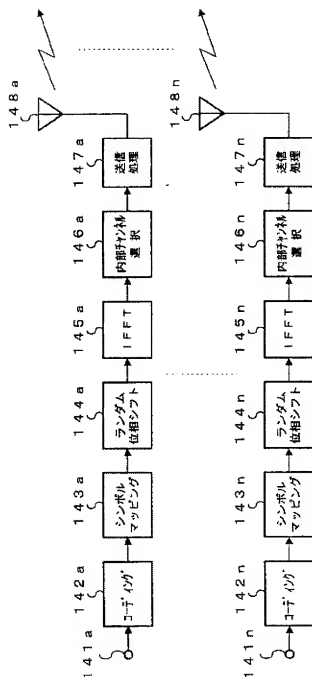
第2の実施の形態による送信構成

【図8】



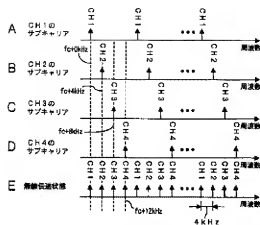
第3の実施の形態による送信構成

【図10】



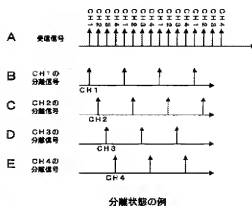
第4の実施の形態による送信構成

【図12】



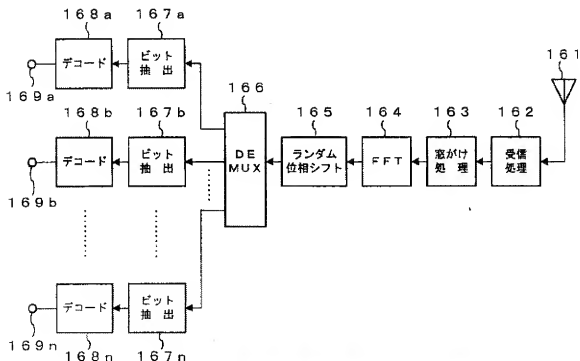
各チャンネルのサブキャリア配置例

【図15】



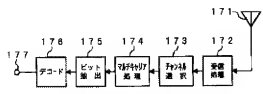
分離状態の例

【図13】



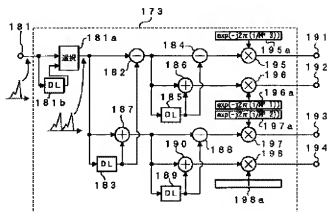
第4の実施の形態による受信構成

【図16】



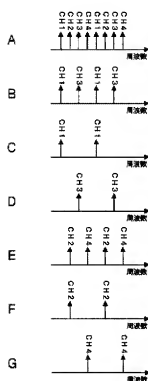
第5の実施の形態による受信構成

【図17】



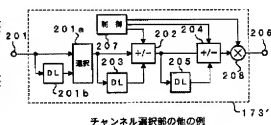
チャンネル選択部の構成例

【図18】



チャンネル選択部での処理例

【図19】

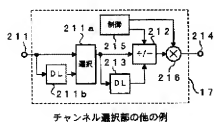


チャンネル選択部の他の例

【図23】

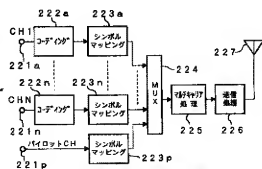


【図20】



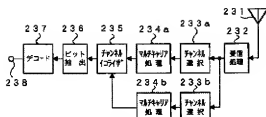
チャンネル選択部の他の例

【図21】



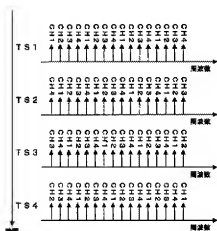
第6の実施の形態の送信構成

【図22】



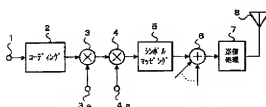
第6の実施形態の受信構成

【図25】



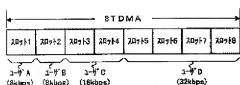
時間軸上におけるチャンネルの並びの変化

【図27】



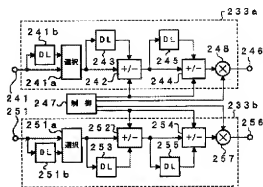
従来のDS-SS-CDMA方式の送信処理例

【図29】



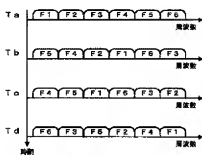
TDMA方式における多重化例

【図24】



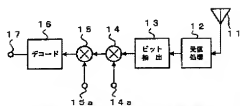
チャンネル選択部の構成例

【図26】



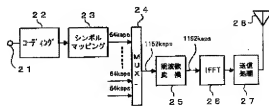
周波数ホッピングを伴う場合

【図28】



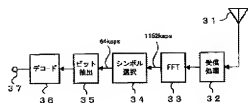
従来のDS-SS-CDMA方式の受信処理例

【図30】



従来のOFDM方式の送信処理例

【図31】



従来のOFDM方式の受信処理例



**JP2001086045A IMPROVING METHOD FOR TRANSMITTING DIVERSITY**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Downlink transmit diversity e.g. for CDMA/TDMA wireless communications, in which transmit diversity is improved by using both coding and carrier frequency orthogonality

**Original Title**

IMPROVING METHOD FOR TRANSMITTING DIVERSITY

**Assignee/Applicant**

Standardized: **LUCENT TECHNOLOGIES INC**

Original: LUCENT TECHNOLOG INC

**Inventor**

LI QUINN; NAREPURI S RAMESHU

**Publication Date (Kind Code)**

2001-03-30 (A)

**Application Number / Date**

JP2000239398A / 2000-08-08

**Priority Number / Date / Country**

US1999375598A / 1999-08-17 / US

JP2000239398A / 2000-08-08 / JP

**Abstract**

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve the transmitting diversity of wireless communication by using the orthogonality of both encoding and carrier frequency.

**SOLUTION:** A demultiplexer 84 divides the input data received from an interleaver 82 into parallel channel paths of six pieces of output 86, 88, 90, 92, 94 and 96 and sends them to multipliers 98, 100, 102, 104, 106 and 108 respectively. The multipliers 89, 102 and 106 encode the received outputs by means of a Walsh code Wn1, and the multipliers 100, 104 and 108 encode the received outputs by means of a Walsh code Wn2 that is orthogonal to the code Wn1. The output 110, 112 and 114 and 116, 118 and 120 are sent to the multipliers 130, 132, 134, 136, 138 and 140 respectively as orthogonal data. The signal paths are encoded by a pseudo random code that is used for the CDMA communication and sent to the RF sections 154-164, and the carriers of frequency f1, f2 and f3 are modulated by the orthogonal pairs of data respectively. Then the in-phase data are added together by adders 180 and 184 and transmitted with diversity via antennas 182 and 186.

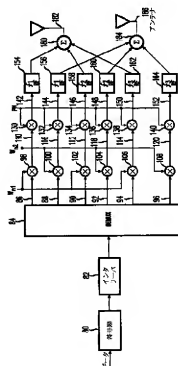
(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	データベース(参考)
H 0 4 B 7/06		H 0 4 B 7/06	
7/02		7/02	C
			Z
7/12		7/12	
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z
審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 6 頁) 最終頁に続く			
(21)出願番号	特願2000-239398(P2000-239398)	(71)出願人	596077259
(22)出願日	平成12年8月8日(2000.8.8)		ルーセント テクノロジーズ インコーポ レイテッド Lucent Technologies Inc. アメリカ合衆国 07974 ニュージャージー ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー 600-700
(31)優先権主張番号	0 9 / 3 7 5 5 9 8	(74)代理人	100081053
(32)優先日	平成11年8月17日(1999.8.17)		弁理士 三俣 弘文
(33)優先権主張国	米国 (US)		
最終頁に続く			

## (54)【発明の名称】 送信ダイバーシチの改善方法

## (57)【要約】

【課題】 送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するファイバレス通信のための送信機を実現する。

【解決手段】 送信ダイバーシチは、符号化およびキャリア周波数の両方の直交性を使用することにより改善される。送信されるべきデータは、4個の並列チャネルに分けられる。そのうちの2個のチャネルは第1キャリア信号で送信され、残りの2個のチャネルは第2キャリア信号で送信される。同じキャリア信号で送信されるチャネルには、受信機で分離できるように、直交符号が与えられる。異なるキャリア信号で送信されるチャネルは、同一の直交符号で符号化されることが可能である。変調されたキャリア信号は、各キャリアごとに1つのアンテナを用いて、少なくとも2個のアンテナを用いて送信される。各アンテナで両方のキャリアを送信することも可能である。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信信号を少なくとも3個の並列通信チャネルに分離化するステップと、

前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも2個を含む第1通信チャネル群内のチャネル間に、第1のタイプの直交性を与えるステップと、

前記第1通信チャネル群と、前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも1つの残りの並列通信チャネルを含む第2通信チャネル群との間に、第2のタイプの直交性を与えるステップとを有することを特徴とする、送信ダイバーシチの改善方法。

【請求項2】 前記第2通信チャネル群内のチャネル間に前記第1のタイプの直交性を与えるステップをさらに有することを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記第1のタイプの直交性は周波数直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項4】 前記第2のタイプの直交性は符号直交性であることを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記第1のタイプの直交性は周波数直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記第2のタイプの直交性は時間直交性であることを特徴とする請求項5に記載の方法。

【請求項7】 前記第1のタイプの直交性は符号直交性であることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記第2のタイプの直交性は時間直交性であることを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項9】 通信信号を少なくとも3個の並列通信チャネルに分離化するステップと、

前記少なくとも3個の並列通信チャネルのそれぞれを符号化するステップと、

第1キャリア周波数を有するキャリア信号により前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも2個の通信チャネルを送信するステップと、

第2キャリア周波数を有するキャリア信号により前記少なくとも3個の並列通信チャネルのうちの少なくとも1つの残りの並列通信チャネルを送信するステップとを有する、送信ダイバーシチの改善方法において、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルは異なる直交符号を用いて符号化されることを特徴とする、送信ダイバーシチの改善方法。

【請求項10】 前記直交符号はウォルシュ符号であることを特徴とする請求項9に記載の方法。

【請求項11】 前記第2キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルは、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルのうちの少なくとも1つを符号化するために使用された符号を使用することを特徴とする請求項9に記載の方法。

$$W_n = 1, 1, -1, -1 \quad (3)$$

【請求項12】 前記第2キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルは、前記第1キャリア周波数を有するキャリア信号により送信される通信チャネルのうちの少なくとも1つを符号化するために使用された符号とは異なる符号を使用することを特徴とする請求項9に記載の方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ワイヤレス通信に関し、特に、送信ダイバーシチを提供する方法に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】送信および受信ダイバーシチはいずれもチャネルフェージングに対処するために使用される。受信機の場合、ダイバーシチは、一度に一方のアンテナのみがフェージング信号を受けるように十分な距離だけ間隔を置いた2つのアンテナを使用することによって提供される。同様に、送信ダイバーシチは、すべてのアンテナからの信号が受信機で同時にフェージングを受ける可能性が小さくなるように、十分な距離だけ離れた複数のアンテナを使用して提供される。

【0003】図1に、送信ダイバーシチを提供する従来のCDMA（符号分割多元接続）送信機を示す。符号器10は、送信すべきデータを受け取り、誤り訂正・検出符号化のような符号化を加える。次に、データはインタリバ12に送られる。インタリバ12は、連続するビットの損失が、それらのビットが受信機で並べ替えられるときに時間的に拡散するように、データを並べ替える。インタリバ12の出力は、デマルチプレクサ（DMUX）14に送られる。デマルチプレクサ14は、データを2つの並列バスに分割し、これらは乗算器16および18に送られる。乗算器16および18は、ウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ のような直交符号を用いてデータを符号化する。注意すべき点であるが、デマルチプレクサ14を通ることにより、データレートは半分に減少している。また、1つのCDMAチャネルは通常、ウォルシュ符号 $W_n$ のような単一のウォルシュ符号を使用することにも注意すべきである。データレートが半分減少しているため、ウォルシュ符号 $W_n$ は、2つの長い直交ウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ に分けることが可能である。式1および2は、長いウォルシュ符号 $W_n$ および $W_{n2}$ と短いウォルシュ符号 $W_{n1}$ の間の関係を例示する。

$$W_{n1} = [W_n, W_n] \quad (1)$$

$$W_{n2} = [W_n, -W_n] \quad (2)$$

【0005】単一のウォルシュ符号から2つの長いウォルシュ符号を生成する例を、式3、4および5に示す。

##### 【0006】

$$W_{n1}=1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1 \quad (4)$$

$$W_{n2}=1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1 \quad (5)$$

【0007】式3は、単純な4ビットウォルシュ符号を例示し、式4および5はそれぞれ、長いウォルシュ符号 $W_{n1}$ および $W_{n2}$ を例示する。理解されるように、ウォルシュ符号 $W_{n1}$ は、ウォルシュ符号 $W_n$ を単に2個繰り返したものであり、ウォルシュ符号 $W_{n2}$ は、ウォルシュ符号 $W_n$ の後に、ウォルシュ符号 $W_n$ の-1倍を続けたものである。

【0008】図1に戻って、乗算器20および22が各データバスに擬似ランダム符号をかけた後、データはRFセクション24および26に送られる。RFセクションは、キャリア周波数 $f_c$ を有するキャリア信号を符号化データで変調し、アンテナ28および30による送信の前に十分な増幅を行うという機能を実行する。注意すべき点であるが、図1のシステムは、2つのアンテナを通じて同じ周波数で送信を行う2つのバスにデータを分けることによって送信ダイバーシチを提供しているが、データを符号化するために異なるウォルシュ符号を使用することにより2つのバスは直交関係を維持している。

【0009】図2に、送信ダイバーシチを提供する第2のCDMA送信機を示す。図1と同様に、データは、デマルチプレクサ1に送られる前に、符号器10およびインタリバー12によって処理される。デマルチプレクサ40は、データを3つの並列バスに分割し、これらは乗算器42、44および46に送られる。各乗算器は、ウォルシュ符号 $W_n$ を用いてデータを符号化する。乗算器42、44および46からのデータはそれぞれ、乗算器48、50および52に送られ、そこでデータはさらに擬似ランダム符号で符号化される。乗算器48からのデータはRFセクション54に送られる。RFセクション54は、周波数 $f_1$ を有するキャリア上にデータを変調する。乗算器50からのデータはRFセクション56に送られる。RFセクション56は、周波数 $f_2$ を有するキャリア上にデータを変調する。乗算器52からのデータはRFセクション58に送られる。RFセクション58は、周波数 $f_3$ を有するキャリア上にデータを変調する。これらのRFセクションの出力は、アンテナ60、62および64に送られる。この場合、3つのアンテナを用いて送信ダイバーシチが提供され、異なるキャリア周波数の使用により、3つのチャネルの直交性が提供される。

#### 【0010】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機を実現する。

#### 【0011】

【課題を解決するための手段】送信ダイバーシチは、符号化およびキャリア周波数の両方の直交性を使用するこ

とにより改善される。送信されるべきデータは、4個の並列チャネルに分けられる。そのうちの2個のチャネルは第1キャリア信号で送信され、残りの2個のチャネルは第2キャリア信号で送信される。同じキャリア信号で送信されるチャネルには、受信機で分離されるように、直交符号が与えられる。相異なるキャリア信号で送信されるチャネルは、同一の直交符号で符号化されることが可能である。変調されたキャリア信号は、各キャリアごとに1つのアンテナを用いて、少なくとも2個のアンテナを用いて送信される。注意すべき点であるが、各アンテナで両方のキャリアを送信することも可能である。

#### 【0012】

【発明の実施の形態】図3に、複数のタイプの直交性を有するCDMA送信機を示す。符号器80は、データを受け取り、インタリバー82に送る。符号器80およびインタリバー82は、従来技術の符号器10およびインタリバー12と同様である。デマルチプレクサ84は、インタリバー82からのデータを、時間的に繰った(時間整列した)6個の並列チャネルバスに分ける。デマルチプレクサ84は、信号バスを時間整列するスイッチおよびバッファを用いて製造することが可能である。また、時間整列(タイムアラインメント)バッファなしでデマルチプレクサ84を製造することも可能である。しかし、この場合、信号バスは時間整列しないことになる。デマルチプレクサ84の出力86、88、90、92、94および96はそれぞれ、乗算器98、100、102、104、106および108に送られる。乗算器98〜108は、ウォルシュ符号のような直交符号を用いてデータを符号化するために使用される。乗算器98、102および106は、ウォルシュ符号 $W_{n1}$ を用いてデータを符号化し、乗算器100、104および108は、ウォルシュ符号 $W_{n2}$ を用いてデータを符号化する。ウォルシュ符号 $W_{n1}$ と $W_{n2}$ は互いに直交する。これにより、乗算器出力110、112および114は同じウォルシュ符号で符号化され、異なるウォルシュ符号で符号化された出力116、118および120に直交することになる。出力110〜120は、乗算器130、132、134、136、138および140に送られ、これらの乗算器は、各信号バスを、CDMA送信機により使用される擬似ランダム符号で符号化する。擬似ランダム符号で符号化された後、乗算器出力142、144、146、148、150および152はそれぞれ、RFセクション154、156、148、160、162および164に送られる。RFセクション154および156はそれぞれ、周波数 $f_1$ を有するキャリアを乗算器出力142および144で変調する。RFセクション158および160はそれぞれ、周波数 $f_2$ を有するキャリアを乗算器出力146および148で変調す

る。RFセクション162および164はそれぞれ、周波数 $f_0$ を有するキャリアを乗算器出力150および152で変調する。RFセクション154、158および162の出力は、アンテナ182を通じて送信するために加算器180に送られる。RFセクション156、160および164の出力は、アンテナ186を通じて送信するために加算器184に送られる。

【0013】注意すべき点であるが、RFセクションの出力は、2つの異なるアンテナを通じて送信される単一の和を形成するように使用されることも可能であり、また、各RFセクションの出力が、異なるアンテナを通じて送信されることも可能である。また、各アンテナが異なるキャリア周波数の信号を送信するために使用されるように、3個のアンテナを使用することも可能である。

【0014】注意すべき点であるが、図3のシステムは、2つのタイプの直交性を含む。相異なるキャリア周波数が第1のタイプの直交性を提供し、信号が1つのキャリア周波数を共有するときには、相異なる直交符号が第2のタイプの直交性を提供する。注意すべき点であるが、ウォルシュ符号以外の直交符号も使用可能である。また、注意すべき点であるが、信号が1つのキャリア周波数を共有するときには相異なる直交符号を使用すべきである。しかし、信号が1つのキャリア周波数を共有しないときには、それらのチャネルに、同じ直交符号を使用することも、相異なる直交符号を使用することも可能である。

【0015】注意すべき点であるが、相異なるキャリア周波数を使用するチャネルが直交符号を再使用しない場合、2つのレベルの直交性が提供される。例えば、キャリア周波数 $f_1$ 上の2つのチャネルはウォルシュ符号 $W_{1n}$ および $W_{2n}$ を使用し、キャリア周波数 $f_2$ 上の2つのチャネルはウォルシュ符号 $W_{1m}$ および $W_{2m}$ を使用する。また、例えば時間直交性（すなわち、相異なるタイムスロット）を用いて、他のタイプあるいはレベルの直交性を追加することも可能である。

【0016】図3は、時間ダイバーシチを改善するために、1つの通信チャネルを6個の直交チャネルに分散するシステムを例示している。注意すべき点であるが、複数のタイプの直交性を維持しながら、6個より多い、または少ない、チャネルを使用することが可能である。例えば、相異なる直交符号を有する同じキャリアで2個のチャネルを送信する一方、別の周波数を有するキャリアで第3のチャネルを送信することによって、3個のチャネルが複数のタイプの直交性を有することが可能である。この場合、最初の2個のチャネルによって使用される直交符号のうちの一方が、第3のチャネルによって再

使用されることも可能である。

【0017】また、複数のタイプの直交性をCDMAシステム以外のワイヤレス通信システムに適用して、送信ダイバーシチを改善することも可能である。例えば、TDMA（時分割多元接続）型のシステムでは、相異なるキャリア周波数、相異なるタイムスロットあるいは相異なる符号が、通信信号を分離化することによって形成される並列チャネルどうしの間に直交性を提供するために使用可能である。

【0018】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、送信ダイバーシチを改善するために、複数のタイプの直交性を有するワイヤレス通信のための送信機が実現される。

【図面の簡単な説明】

【図1】送信ダイバーシチを有する従来のCDMA送信機の図である。

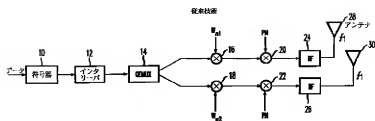
【図2】送信ダイバーシチを有するもう1つの従来のCDMA送信機の図である。

【図3】複数のタイプの直交性を有するCDMA送信機の図である。

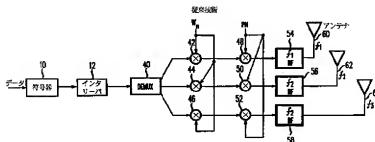
【符号の説明】

10 符号器  
12 インタリバー  
14 デマルチプレクサ (DEMUX)  
16~22 乗算器  
24 RFセクション  
26 RFセクション  
28 アンテナ  
30 アンテナ  
40 デマルチプレクサ  
42~52 乗算器  
54~58 RFセクション  
60~64 アンテナ  
80 符号器  
82 インタリバー  
84 デマルチプレクサ  
86~96 出力  
98~108 乗算器  
110~120 乗算器出力  
130~140 乗算器  
142~152 乗算器出力  
154~164 RFセクション  
180 加算器  
182 アンテナ  
184 加算器  
186 アンテナ

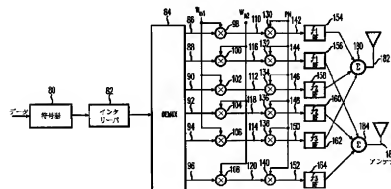
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

H04B 1/707

識別記号

F I

H04 J 13/00

テーマコード (参考)

D

(71) 出願人 596077259

600 Mountain Avenue,  
Murray Hill, New Je  
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72) 発明者 クイン リ

アメリカ合衆国、07940 ニュージャージー  
ー、マディソン、ハミルトン ストリート  
23

(72)発明者 ナレビリ エス、ラメシュ  
アメリカ合衆国、07974 ニュージャージー  
ー、ニュープロビデンス、プリムローズ  
ドライブ 70

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-231074

(43)Date of publication of application : 24.08.2001

(51)Int.Cl.

H04Q 7/36

(21)Application number : 2000-387260

(71)Applicant : NORTEL NETWORKS LTD

(22)Date of filing : 15.06.1994

(72)Inventor : FALK SARA MOHAMMAD

(30)Priority

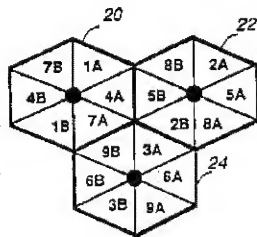
Priority number : 1993 089083 Priority date : 08.07.1993 Priority country : US

## (54) BASE STATION FOR CELLULAR NETWORK

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a base station for a 60-degree sector transmission sector reception cellular network having N=3 frequency assignment where operating channel frequencies are grouped into eighteen frequency groups.

**SOLUTION:** A cell position for the N=3 frequency assignment for the 60-degree sector transmission sector reception(STSR) is decided by grouping operating channels into eighteen frequency groups. The frequency is assigned according to an odd/even number circulating distribution of channels, three channels are separated between sectors in each cell and eight channels are separated among cells. Thus, the sectors can sufficiently be separated and the adjacent channel C/I performance can be enhanced over the entire network. The N=3 frequency assignment method can increase the channel capacity by about 38% for the AMPS and about 114% for the TDMA-3.





**JP2002064879A CODE ASSIGNING METHOD IN BACKWARD CHANNEL SYNCHRONOUS RADIO MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND RECORDING MEDIUM HAVING RECORDED CODE ASSGNING METHOD**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Codes assignment for synchronous CDMA telecommunication system, involves spreading data frame using orthogonal code and multiplying spread data with scrambling code based on time matching information to generate encoded data

**Original Title**

CODE ASSIGNING METHOD IN BACKWARD CHANNEL SYNCHRONOUS RADIO MOBILE COMMUNICATION SYSTEM AND RECORDING MEDIUM HAVING RECORDED CODE ASSIGNING METHOD

**Assignee/Applicant**

Standardized: **SK TELECOM CO LTD**

Original: SK TELECOM CO LTD

**Inventor**

KIM DUK-KYUNG; CHO YUNSEKI; RI SOYON; KIN CHINEI

**Publication Date (Kind Code)**

2002-02-28 (A)

**Application Number / Date**

JP2001203732A / 2001-07-04

**Priority Number / Date / Country**

KR200038046A / 2000-07-04 / KR

JP2001203732A / 2001-07-04 / JP

**Abstract**

**Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a code assigning method in a backward channel synchronous radio mobile communication system which can synchronize backward channels and a recording medium having recorded programs for realizing the same method.

**SOLUTION:** The code assigning method comprises a first step (S31) of receiving a time matching information of scramble codes from a base station by a mobile station, a second step (S35) of diffusing received data frames to generate diffusion data by the mobile station utilizing orthogonal codes, and a third step (S37) of multiplying the diffusion data by the scramble codes based on the time matching information of the scramble codes to generate coded data by the mobile station.

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード <sup>8</sup> (参考)
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	I 0 9 N 5 K 0 2 2
H 0 4 J 13/04		H 0 4 J 13/00	G 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号	特願2001-203732(P2001-203732)	(71) 出願人	596141985 エスケイ テレコム カンパニー リミテッド 大韓民国 ソウル市 ジョンロク ソリンドン 99
(22) 出願日	平成13年7月4日 (2001.7.4)	(72) 発明者	金 ▲徳▼ 經 大韓民国ソウル市瑞草区牛眠洞 漢寧アパートメント104-401
(31) 優先権主張番号	2 0 0 0 - 3 8 0 4 6	(72) 発明者	丁 ▲ユン▼ 碩 大韓民国城南市分厓区数内洞 パークタウンアパートメント140-401
(32) 優先日	平成12年7月4日 (2000.7.4)	(74) 代理人	100065215 弁理士 三枝 英二 (外 8 名)
(33) 優先権主張国	韓国 (K R)		

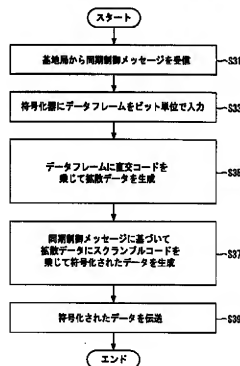
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法およびコード割り当て方法が記録された記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおいて、逆方向チャネルを同期化することのできるコード割り当て方法およびその方法を実現するためのプログラムが記録された記録媒体を提供すること。

【解決手段】 本発明に係るコード割り当て方法は、移動局が基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップ(S31)と、移動局が直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて拡散データを生成する第2ステップ(S35)と、移動局が拡散データとスクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードとを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップ(S37)とを含む。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法において、  
移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップと、  
前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2ステップと、  
前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップとを含むことを特徴とするコード割り当て方法。

【請求項2】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、同期制御メッセージを介して、基地局から移動局に伝送されることを特徴とする請求項1に記載のコード割り当て方法。

【請求項3】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、前記拡散データのm番目(mは整数)のスロットと前記スクランブルコードのn番目(nは整数)のチップとを乗じることという情報を含むことを特徴とする請求項1に記載のコード割り当て方法。

【請求項4】 逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法において、  
基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1ステップと、  
前記基地局が、前記移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4ステップと、  
前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5ステップとを含むことを特徴とするコード割り当て方法。

【請求項5】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、同期制御メッセージを介して、基地局から移動局に伝送されることを特徴とする請求項4に記載のコード割り当て方法。

【請求項6】 前記スクランブルコードの時間マッチング情報が、拡散データのm番目(mは整数)のスロットと前記スクランブルコードのn番目(nは整数)のチップとを乗じることという情報を含むことを特徴とする請求項4に記載のコード割り当て方法。

【請求項7】 プロセッサを備えた移動局に、  
移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1機能と、  
前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2機能と、  
前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3機能と

を実現させるためのプログラムを記録した、逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を実行するためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【請求項8】 プロセッサを備えた基地局に、  
基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1機能と、  
前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4機能と、  
前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5機能とを実現させるためのプログラムを記録した、逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を実行するためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、逆方向チャネル同期コード分割多重接続方式の無線移動通信網におけるコード割り当て方法に関し、さらに詳細には、逆方向チャネル同期無線通信方式で伝送された信号を直交コードに拡散した後、移動局が基地局から受信した同期制御メッセージに基づいて、スクランブルコードを乗じるコード割り当て方法およびその方法を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 既存のコード分割多重接続方式の無線通信網には、順方向チャネルと逆方向チャネルとがある。この場合、1つの基地局内に存在する複数個の移動局と基地局との間の複数個の順方向チャネルは、タイミング情報を利用して互いに同期化されている。そのために、各チャネル間直交特性(orthogonality)の直交コードを利用して、復号(Decoding)時に、チャネル間干渉を大幅に減少させることができる。

【0003】 しかし、移動局から基地局への逆方向チャネルは、タイミング情報を使用していないので、同期化されない。したがって、移動局のチャネルが増加することに伴って逆方向の干渉が増加し、その結果、逆方向の容量が制限されるようになってきた。

【0004】 したがって、逆方向の容量を増加させるためには、逆方向においても、全移動局が、チャネル間同一時間情報を利用して、逆方向チャネルを同期化させる必要がある。これによって、各チャネル間直交特性を利用した直交コードでチャネルを区別することができ、各チャネル間干渉を最小化させることができる。この方式は、USTS(Uplink Synchronous Transmission Scheme)と呼ばれている。

【0005】 しかしながら、前記のUSTS技術における核心技术の一つであるコード割り当て方式は、対応する技

術が未だに開発されいないのが実状である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、前記のような従来の技術の問題点を解決するためになされたものであって、逆方向チャネル同期無線移動通信システム（同期コード分割多重接続通信システム）において、逆方向チャネルを同期化することができるコード割り当て方法およびその方法を実行するためのプログラムが記録されたコンピュータ読み取り可能な記録媒体を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】前記の目的を達成するため、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法は、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1ステップと、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2ステップと、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3ステップとを含むことを特徴とする。

【0008】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法は、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1ステップと、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づいてスクランブルされた符号化データを受信する第4ステップと、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5ステップとを含むことを特徴とする。

【0009】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当て方法を、コンピュータに実行させるためのコンピュータ読み取り可能な記録媒体は、プロセッサを備えた移動局に、移動局が、基地局からスクランブルコードの時間マッチング情報を受信する第1機能と、前記移動局が、直交コードを利用して、受信したデータフレームを拡散させて、拡散データを生成する第2機能と、前記移動局が、前記拡散データに、前記スクランブルコードの時間マッチング情報に基づいたスクランブルコードを乗じて、符号化されたデータを生成する第3機能とを実現させるためのプログラムが記録されていることを特徴とする。

【0010】また、本発明に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおける基地局に適用されるコード割り当て方法を、コンピュータに実行させるためのコンピュータ読み取り可能な別の記録媒体は、プロセッサを備えた基地局に、基地局が、移動局にスクランブルコードの時間マッチング情報を伝送する第1機能と、前記基地局が、移動局から、前記時間マッチング情報に基づい

てスクランブルされた符号化データを受信する第4機能と、前記基地局が、逆拡散及びデスクランブルを行って、前記符号化データを復号する第5機能とを実現させるためのプログラムが記録されていることを特徴とする。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、本発明の属する技術分野における通常の知識を有するものが、本発明に係る技術的思想を容易に実施することができるように、本発明に係る好ましい実施の形態を、添付した図面を参照しながら詳細に説明する。

【0012】はじめに、UMTS技術について詳細に説明する。1つの基地局内に位置した1つの移動局が、逆方向チャネルを介して呼接続を図る場合、前記基地局のノードB(base transceiver station)は、往復遅延(round trip propagation delay)を利用して基準時間を設定し、その基準時間と呼接続を図った移動局のフレームスタート時間との間の時間オフセットを求める。移動局が基地局から信号を受信した場合にも同様に、基地局は、基準時間と移動局のフレームスタート時間との間の時間オフセットを求める。基地局から移動局に、この時間オフセット情報を、制御情報チャネルを利用して報知することによって、移動局は、基地局が保有した基準時間に送信チャネル内のフレームスタート時間を合わせる。

【0013】他の移動局も前記基地局から受信した時間オフセットに基づいて、移動局フレームスタート時間を調整する。時間オフセットは、移動局が送信するデータに乘じるためのスクランブルコードを生成させるのに必要である。各々のスクランブルコードは、基地局に割り当てられ、この基地局内にある全移動局は、この同じスクランブルコードを使用する。前記のスクランブルコードは、送信データに乘じられ、送信データが伝送される基地局をサーチすることに用いられる。前記の同じ基地局内にある全移動局は、同じ基準時間を有することになるので、直交コードを利用することができる。

【0014】直交コードは、送信データよりはるかに速いチップ速度を有しており、直交コードが乗じられることによって生成された送信データは、周波数帯域幅が1/チップ速度の大きさで増加する。したがって、直交コードは拡散コード、順方向においては、チャネルコードとも呼ばれる。この直交コードは、復号時においては、同じコードとは相関度が高いので正確に復号が行われるが、他のコードとは直交性を有しているので相関度が0である。したがって、直交コードの適用により、チャネル間の相関度を0にすることができる。言い換えれば、1つのチャネルと、他の直交コードで拡散された他のチャネルとの間の相関度は0である。

【0015】移動局と基地局との間には、複数個のチャネルがある。各々のチャネルには他の直交コードが乗じられるので、チャネル識別が可能であり、同じスクラン

ブルコードが乗じられるために、これらの複数個のチャネルは同期化される。

【0016】 上述したように、同じセル内の全移動局に割り当てられるスクランブルコードは、セル当たり1つであり、複数の移動局のチャネルは、同期化されてチャネル間直交特性を利用することができるようになる。

【0017】 以下に、図面を参照しながら、本発明に係る実施の形態を詳細に説明する。

【0018】 図1は、本発明の一実施の形態に係るコード割り当て方法を説明するための符号化器の構成を示す図である。図1に示されているように、まず伝送された信号(データフレーム)は、符号化器の第1乗算器11で、直交コード(拡散コード)と乗じられて拡散され、その後、符号化器の第2乗算器12で、スクランブルコードと乗じられてスクランブルされる。

【0019】 入力された信号を復号する場合には、入力された信号をデスクランブルした後、逆拡散を行って復号化された信号を得る。

【0020】 図2は、本発明の実施の形態に係る2つの移動局が存在する場合の説明図であり、直交コード及びスクランブルコードの使用方式及びノードBでのコード時間マッチング方式を示すフォーマット図である。図2において、aおよびbは直交コード、sはスクランブルコードを示し、拡散ファクターは256である。

【0021】 図2に示されているように、1つのセル内の複数個の移動局は、互いに異なるフレームスタート時間を有する。これは全移動局が互いに独立した呼を有するためである。しかし、上述したように、基地局が基準時間とのオフセットを各々の移動局に知らせることによって、各移動局は同じ基準時間を持つことができる。これによって、同じ時間に、複数の移動局の複数のチャネルに各々乗じられるスクランブルコードは、同じ個数のチップを有する。

【0022】 第1移動局が呼接続を図る時、第1チャネルの第1番目のフレームの先頭から最終フレームの最後までに、スクランブルコードの $S_{0\sim 38399}$ チップまで乗じられる。第1移動局が基地局と通信している際に、第2移動局が呼接続を図る場合、第2チャネルの第1番目のフレームの先頭から最終フレームの最後までに、スクランブルコードの $S_{5120}$ チップから $S_{38399}$ チップまで、と $S_0$ チップから $S_{5119}$ チップまで乗じられる。

【0023】 第2移動局は、第1移動局より時間オフセット $\alpha$  ( $256 \times n$ チップ)だけ遅れてフレームが始まる。この時間 $\alpha$ で第2チャネルデータフレームに乗じられるスクランブルコードは $S_{n \times 256}$ であり、第1チャネルにおけるスクランブルコードと同じである。第1移動局の1つのフレームが終わる時間Bで、第2移動局の1つのフレームは終わるが、第2チャネルのスクランブルコードは、第1移動局のように新たに $S_0$ から始まる。

【0024】 したがって、各移動局チャネルのデータフ

レームは、同時に同じスクランブルコードが乗じられる。前記のデスクランブルされた信号を逆拡散してチャネル間の干渉を減らし、同期化された基地局の復号器は、受信した信号をデスクランブルすることによって、全移動局のデータを完全に得ることができる。

【0025】 ここで、スクランブルコードと1つのフレームの長さは38400チップであり、フレーム単位に図2に示すように乗じられる。1つのスロットの長さは、2560チップであり、直交コードは、図2に示すように、256チップ ( $1/10$ スロット)単位で繰り返して乗じられる。

【0026】 図3は、本発明の実施の形態に係る逆方向チャネル同期無線移動通信システムにおけるコード割り当ての際の移動局のコンピュータの動作を示すフローチャートである。

【0027】 まず、ステップ31で、移動局が基地局から同期制御メッセージを受信する。この場合、前記の同期制御メッセージには、「拡散されたデータのm番目のスロットとスクランブルコードのn番目のチップとを乗じること。」という内容の時間マッチング情報が含まれている(第1ステップ)。ここでmとnは正の整数である。

【0028】 ステップ33で、符号化器にビット単位のデータフレーム(伝送される信号)が入力される。

【0029】 ステップ35で、移動局で150ビットからなる1つのデータフレームは15個のスロットに分けられ、1つのスロットと256チップからなる1つの直交コードとを乗じて、1ビットを256チップに拡散させる。すなわち、1つのフレームは、38400チップに拡散される(第2ステップ)。

【0030】 ステップ37で、同期制御メッセージの時間マッチング情報に基づいて、前記の拡散データとスクランブルコードとを乗じて、符号化されたデータを生産する(第3ステップ)。換言すれば、拡散データに、同期制御メッセージに基づいて、フレームの始まりのスロットに該当するスクランブルコードが乗じられる。同じセル内にある全移動局チャネルに、同じスクランブルコードを同時に乗じることによって、基地局の復号器は、移動局から受信した信号のデスクランブルを正確に行うことができる。

【0031】 ステップ39で、符号化された情報は、移動局から基地局に伝送される(第4ステップ)。その後、前述のように、基地局で逆拡散及びデスクランブルを行って、符号化されたデータを復号する(第5ステップ)。

【0032】 本発明に係る技術思想は、上記の好ましい実施の形態によって具体的に説明されたが、上記の実施の形態はその説明のためのものであって、その制限のためのものではない。また、本発明の属する技術分野における通常の知識を有するものであれば、本発明の技術思想の範囲内で、種々の実施の形態に想到可能であり、それらも本発明の技術的範囲に属することは言うまでもな

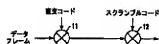
い。

【0033】

【発明の効果】 上述のように、USTS技術を使用する本発明に係るコード割り当て方法によれば、逆方向同期伝送が行われ、逆方向チャネル間の干渉を最小化することができ、その結果、基地局の容量が増加する。また、チャネルを同期化することによって、チャネル間の直交特性を効果的に利用することができるので、通信の品質が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施の形態に係るコード割り当て



【図1】

方法を説明するための符号化器の構成を示す図である。

【図2】 本発明の実施の形態に係る2つの移動局が存在する場合の説明図であり、直交コード及びスクランブルコードの使用方式及びノードBでのコード時間マッチング方式を示すフォーマット図である。

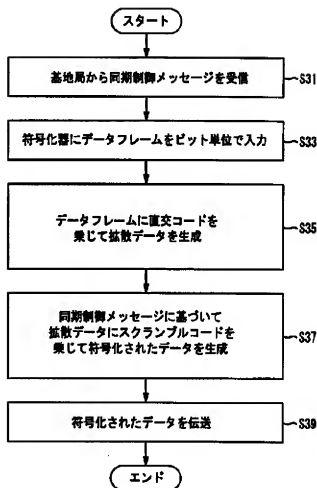
【図3】 本発明実施の形態に係る逆方向チャネル同期無線通信システムにおけるコード割り当ての際の移動局のコンピュータ動作を示すフローチャートである。

【符号の説明】

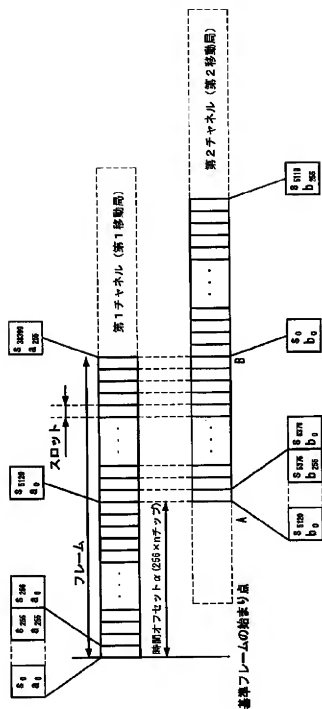
11 第1乗算器

12 第2乗算器

【図3】



【図2】



フロントページの続き

(72)発明者 李 相 ▲ヨシ▼  
大韓民国城南市分唐区分唐洞 サビヨル字  
邦アパートメント305-1502

(72)発明者 金 珍 泳  
大韓民国ソウル市中浪区墨1洞180-34

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD21 DD31  
5K067 AA22 CC10 DD00 DD25 EE02  
EE10 HH21



**JP2002077098A COMMUNICATION UNIT AND COMMUNICATION METHOD**

**Bibliography**

**DWPI Title**

Data communication device using multi-carrier modulation-demodulation system compares sampling time of synchronous clock with predetermined symbol timing, based on which frame is demodulated

**Original Title**

COMMUNICATION UNIT AND COMMUNICATION METHOD

**Assignee/Applicant**

Standardized: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

**Inventor**

MATSUMOTO WATARU; NARUKAWA MASASHI

**Publication Date (Kind Code)**

2002-03-15 (A)

**Application Number / Date**

JP2000265888A / 2000-09-01

**Priority Number / Date / Country**

JP2000265888A / 2000-09-01 / JP

**Abstract**

**Abstract**

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a communication unit that can realize enhancement of demodulation accuracy.

SOLUTION: The communication unit is configured with an orthogonal code assignment circuit 3 of a transmission system that multiplies a prescribed orthogonal code assigned in advance to a communication opposite party to a 'symbol of an area to specify the communication opposite party' in a transmission frame and with a correlation detection circuit 13 of a reception system that multiplies an orthogonal code assigned in advance to its own unit with the 'symbol of an area to specify the communication opposite party' in a plurality of data after Fourier transform to detect a correlation and defines the timing having the highest correlation as formal symbol timing so as to calculate a correction quantity of a symbol synchronization clock from the timing.

(51)Int.Cl.<sup>1</sup>

識別記号

F I

テマコード\*(参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z 5 K 0 0 4

H 0 4 L 7/08

H 0 4 L 7/08

A 5 K 0 2 2

27/06

27/06

A 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 11 頁)

(21)出願番号 特願2000-265888(P2000-265888)

(71)出願人 00006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(22)出願日 平成12年9月1日(2000.9.1)

(72)発明者 松本 渉

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72)発明者 成川 昌史

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

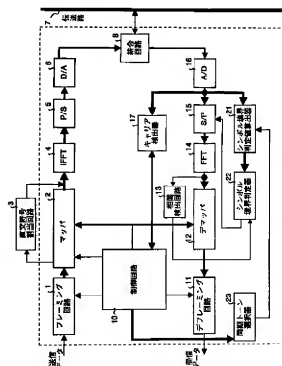
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 通信装置および通信方法

(57)【要約】

【課題】 復調精度の向上を実現可能な通信装置を得ること。

【解決手段】 送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する送信系の直交符号割当回路3と、フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する受信系の相関検出回路13と、を備える構成とする。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する通信装置において、送信フレーム内の「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算し、さらに、当該乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行い、最終的に、逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する送信手段と、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプリングタイミングで、それぞれパラレルデータに変換し、つぎに、当該複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行い、つぎに、当該フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相關検出を行い、その後、最も相關の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出し、最終的に、当該補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する受信手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項2】 送信機として動作する通信装置において、送信フレーム内の「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算手段と、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段と、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項3】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する、受信機として動作する通信装置において、A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプリングタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成手段と、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換手段と、

前記フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相關検出を行い、その後、最も相關の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段と、

前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調手段と、を備えることを特徴とする通信装置。

【請求項4】 クロックマスターが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する通信方法において、送信フレーム内の「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算ステップと、

前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記逆フーリエ変換後のデータをP/S変換およびD/A変換して出力する出力ステップと、

A/D変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプリングタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成ステップと、

前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手を選定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相關検出を行い、その後、最も相關の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップと、

前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする通信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置および通信方法に関するものである。

##### 【0002】

【従来の技術】以下、従来の通信装置について説明する。近年、コスト削減と既存の設備を有効利用のため、

新たな通信線を増設することなく、既存の電力線（電力線）を利用して通信を行う「電力線モデム」が注目されている。この電力線モデムは、電力線により接続されている家庭内外、ビル、工場、および店舗等の電気製品をネットワーク化することにより、その製品の制御やデータ通信等のさまざまな処理を行う。

【0003】現在、このような電力線モデムとしては、SS（Spread Spectrum）方式を用いたものが考えられている。たとえば、電力線モデムとして、SS方式を用いた場合、送信側では、所定の情報を変調後、さらに「拡散符号」を用いて拡散変調を行うことにより、信号の帯域を数十～数千倍に広げて送信する。一方、受信側では、送信側と同一の拡散符号を用いて拡散復調（逆拡散）を行い、その後、逆拡散後の信号を上記所定の情報に復調する。

【0004】この場合、SS方式に望ましい拡散符号としては、一般的に、自己相関特性に鋭いピークを持ち、かつ相互相関特性が小さいM系列（Maximum-length linear shift-register sequence）が用いられる。

【0005】一方、上記SS方式を採用する通信装置と異なる変復調方式を採用する通信装置としては、たとえば、マルチキャリア変復調方式を採用する従来の通信装置がある。ここで、マルチキャリア変復調方式を採用する従来の通信装置の動作について説明する。

【0006】まず、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、送信側の動作を簡単に説明する。たとえば、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信側では、トーンオーダリング処理、すなわち、予め設定された周波数帯の複数のトーン（マルチキャリア）に、伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理を行う。具体的にいうと、たとえば、各周波数の  $\text{tone0} \sim \text{toneX}$ （Xはトーン数を示す整数）に、予め決められたビット数の伝送データを割り振っている。そして、上記トーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1フレーム毎に伝送データが多量化される。

【0007】さらに、送信側では、多量化された伝送データに対して逆高速フーリエ変換（IFFT）を行い、逆高速フーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変換し、その後、D/Aコンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、最後にローパスフィルタをかけて伝送データを伝送路上に送信する。

【0008】つぎに、マルチキャリア変復調方式として、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置の、受信側の動作を簡単に説明する。上記と同様に、OFDM変復調方式によるデータ通信を行う場合、受信側では、受信データ（前述の伝送データ）に対し、ローパスフィルタをかけ、その後、A/Dコンバータを通してアナログ波形をディジタル波形に変換し、タイムドメインコライザにて時間領域の適応等化処理を行う。

【0009】さらに、受信側では、時間領域の適応等化処理後のデータをシリアルデータからパラレルデータに変換し、当該パラレルデータに対して高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインコライザにて周波数領域の適応等化処理を行う。

【0010】そして、周波数領域の適応等化処理後のデータは、複合処理（最尤値法）およびトーンオーダリング処理によりシリアルデータに変換され、その後、レートコンバート処理、FEC（forward error correction：前方誤り訂正）、デスクランブル処理、CRC（cyclic redundancy check：巡回冗長検査）等の処理が行われ、最終的に伝送データが再生される。

【0011】このように、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置では、CDMAやシングルキャリア変復調方式では得ることのできない、たとえば、伝送効率の良さおよび機能のフレキシビリティを利用して、高レートの通信を可能としている。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、SS方式を用いた従来の電力線モデムにおいては、たとえば、与えられた帯域を埋め尽くすスペクトラムを送出してしまうため、すなわち、法規制上使用可能な周波数帯域：10KHz～450KHzを埋め尽くすスペクトラムを送出してしまうため、他の通信方式との共存が難しく、さらに、使用帯域に対する伝送レートが低い（拡張性も低い）、という問題があった。

【0013】また、上記、OFDM変復調方式を採用する従来の通信装置においては、たとえば、「伝送レートおよび復調精度のさらなる向上」という観点から、自装置に送られてきた信号かどうかを判断するための構成、およびシンボル同期を確立するための構成、に改善の余地がある、という問題があった。

【0014】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、同一ネットワーク上で複数の装置が通信可能な場合においても、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを短いシンボル長で正確に判断することで伝送レートの向上を実現し、さらに高精度にシンボル同期を確立することで復調精度の向上を実現可能な通信装置を得ることを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる通信装置にあっては、クロックマスタが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自分宛のフレームを復調する構成を備え、たとえば、送信フレーム内の「通信相手を特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算し、さらに、当該乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行い、最

終的に、逆フーリエ変換後のデータを $P/S$ 変換および $D/A$ 変換して出力する送信手段（後述する実施の形態のフレーム回路1、マップ2、直交符号割当回路3、 $1/DF/T4$ 、 $P/S5$ 、 $D/A6$ に相当）と、 $A/D$ 変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換し、つぎに、当該複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行い、つぎに、当該フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出し、最終的に、当該補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する受信手段（ $A/D16$ 、 $S/P15$ 、 $F/T14$ 、相関検出回路13、デマップ2、デフレーミング回路11、シンボル境界判定値算出回路21と、シンボル境界判定器22と、同期トーン選択器23に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかる通信装置にあっては、送信機として動作する構成とし、送信フレーム内の「通信相手特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算手段（直交符号割当回路3に相当）と、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換手段（ $1/DF/T4$ に相当）と、前記逆フーリエ変換後のデータを $P/S$ 変換および $D/A$ 変換して出力する出力手段（ $P/S5$ 、 $D/A6$ に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかる通信装置にあっては、クロックマスタが出力するパイロットトーンを用いて、データ通信を行う前にシンボル同期を確立し、ここで生成されたシンボル同期クロックを用いて自装置のフレームを復調する構成とし、たとえば、 $A/D$ 変換後のサンプリングデータを、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成手段（ $A/D16$ 、 $S/P15$ に相当）と、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換手段（ $F/T14$ に相当）と、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける「通信相手特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正

量算手段（相関検出回路13に相当）と、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調手段（ $S/P15$ 、 $F/T14$ 、デマップ2に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかる通信方法にあっては、送信フレーム内の「通信相手特定するための領域のシンボル」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する直交符号乗算ステップと、前記乗算結果を含めたすべての送信フレームに対して逆フーリエ変換を行う逆フーリエ変換ステップと、前記逆フーリエ変換後のデータを $P/S$ 変換および $D/A$ 変換して出力する出力ステップと、 $A/D$ 変換後のサンプリングデータ、前記シンボル同期クロックのタイミングと、その他、前後に複数回のサンプルタイミングで、それぞれパラレルデータに変換するデータ生成ステップと、前記複数のタイミングで生成したパラレルデータに対して個別にフーリエ変換を行うフーリエ変換ステップと、前記フーリエ変換後の複数のデータにおける前記「通信相手特定するための領域のシンボル」に対して、予め自装置に割り当てられている直交符号を乗算することで相関検出を行い、その後、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義して、当該タイミングからシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップと、前記補正量に基づいて補正されたシンボル同期クロックを用いて後続のフレームを復調する復調ステップと、を含むことを特徴とする。

#### 【0019】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかる通信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。すなわち、マルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であれば、電力線モデム以外にも適用可能である。

【0020】実施の形態1. 本実施の形態では、既存の電力線を利用した通信装置として、たとえば、マルチキャリア変復調方式を採用する電力線モデムについて説明する。電力線モデムにおいては、たとえば、128トーンのOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号を送受信する場合、256個の複素IFFTを用いて、128個のDQPSKデータまたはM-QAMデータを時間軸データに変換する。したがって、キャリア間隔を $\Delta f = 4.3125 \text{ KHz}$ とした場合には、0～55.2 KHzまでの帯域が使用されることになる。

【0021】また、本実施の形態においては、128トーンのOFDM信号を送受信する場合、低速モードで動作する電力線モデムが、16トーン毎に配置された5本の狭帯域搬送波周波数のキャリア、たとえば、トーン32, 48, 64, 80, 96を用いてデータの通信を行

い、高速モードで動作する電力線モデムが、残りのトーンを用いてデータの通信を行う。

【0022】図1は、本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。具体的にいうと、低速モードで動作可能な通信装置の構成を示す図である。図1において、1はフレーミング回路であり、2はマッピング回路であり、3は直交符号割当回路であり、4は逆高速フーリエ変換回路（IFFT: Inverse Fast Fourier Transform）であり、5はパラレル/シリアル変換回路（P/S）であり、6はデジタル/アナログ変換回路（D/A）であり、7は伝送路（電力線）であり、8は結合回路であり、10は制御回路であり、11はデフレーミング回路であり、12はデマッピング回路であり、13は相関検出回路であり、14は高速フーリエ変換回路（FFT: Fast Fourier Transform）であり、15はシリアル/パラレル変換回路（S/P）であり、16はアナログ/デジタル変換回路（A/D）であり、17はキャリア検出器であり、21はシンボル境界判定値算出器であり、22はシンボル境界判定器であり、23は同期トーン選択器である。

【0023】そして、フレーミング回路1、マッピング回路2、直交符号割当回路3、IFFT4、P/S5、D/A6で送信系を構成し、A/D16、S/P15、FFT14、相関検出回路13、デマッピング回路12、デフレーミング回路11、シンボル境界判定値算出器21、シンボル境界判定器22、同期トーン選択器23で受信系を構成する。

【0024】以下、送信系および受信系の基本的な動作を要図にしたがって説明する。まず、送信系の動作について説明する。たとえば、上記通信装置（電力線モデム）に接続されたデータ処理装置（図示せず）から送信データが入力されると、フレーミング回路1では、後述の図2に示すフレーミング処理を行い、そのフレームをマップ2に出力する。そして、マップ2では、受け取ったフレームを、制御回路10からの「トーンオーダリング選択情報」「ターボ符号長選択情報」「ビットマップ選択情報」「電力配分選択情報」等を用いてマッピング（DQPSK変調、M-QAM変調、ターボ符号化、電力配分制御等を含む）し、その結果をIFFT4へ出力する。

【0025】そして、IFFT4では、受け取ったすべてのトーン（低速モードで使用されるトーン48、64、80以外）を逆フーリエ変換することで周波数軸データを時間軸データに変換してP/S5へ出力する。

【0026】P/S5では、IFFT4から出力されたパラレルデータをシリアルデータに変換し、さらに、そのシリアルデータをD/A6へ出力し、最後に、D/A6では、そのシリアルデータに対してデジタル/アナログ変換を行い、そのアナログ信号を、結合回路8および伝送路7を介して、伝送路7に接続された他の通信装置（図示せず）へ送信する。

【0027】つぎに、受信系の動作について説明する。なお、ここでは、説明の便宜上、伝送路7に通信装置が1台しか接続されていないので、図1の受信系の構成を用いて説明を行う。また、以降で説明する受信系では、クロックマスターとなる通信装置から常時送信されてくるパイロットトーンを用いて（実際は通信が行われていないときに間欠的に送られてくるパイロットフレームを用いて）、シンボル同期が確立されていることを前提とする。具体的にいうと、同期トーン選択器23が、制御回路10からの情報により、同期処理を行うために必要となるトーン（トーン40、56、72等）を選択する。そして、シンボル境界判定値算出器21が、選択されたトーンの信号に基づいて、シンボル境界判定値を算出し、さらに、シンボル境界判定器22が、算出されたシンボル境界判定値に基づいて、シンボル境界を判定してシンボル同期を確立する。

【0028】まず、上述のように送信系からマルチキャリアデータが送信されると、他の通信装置の受信系では、送信系の動作とは逆の動作を行い、データ復調する。具体的にいうと、送信側の通信装置から送られてきたすべてのマルチキャリアデータを、結合回路8を介して取り込み、A/D16が、アナログ/デジタル変換を行う。続いて、キャリア検出器17が、キャリアセンスおよびトーン検定によりキャリア検出用フィードバックを検出する。

【0029】その後、S/P15では、同期が確立されたシンボルのタイミングに基づいて、デジタルデータに変換されたシリアルデータをパラレルデータに変換し、そのデータをFFT14へ出力する。

【0030】FFT14では、前記パラレルデータに対してフーリエ変換を行うことにより、時間軸のマルチキャリア信号を周波数軸上のデータに変換し、その周波数軸データをマップ12へ出力する。その後、デマッピング12では、制御回路10によって指定された「F/EQ係数情報」「ターボ復号に関する情報」「ビットマップ情報」「トーンオーダリング選択情報」等を用いて、受け取った周波数データを復調する。

【0031】最後に、デフレーミング回路11では、復調後のデータから、送信フレーム内のデータ（図2参照）のみを切り出すデフレーミング処理を行うことで、受信データを生成し、この通信装置に接続された機器（図示せず）にその受信データを出力する。なお、デフレーミング処理とは、フレーミング回路1によるフレーミング処理とは逆の処理であり、一次復調されたデータのフレームから、後述のプリアンブルおよび物理層ヘッダを分離して、物理層ペイロードのみを合成する処理、すなわち、受信データをもとの送信データの形に再構成する処理のことをいう。

【0032】図2は、上記フレーミング回路1によるフレーミング処理で生成されるフレームの構成を示す図で

ある。図2に示すフレームは、キャリア検出用の信号の領域であるブリアンブルフィールド(AGC)と、伝送経路を示すコード(ID)、シンボルクロック/シンボルクロック同期用信号(P T 1、P T 2)等を含む物理層ヘッダフィールドと、論理データの境界識別用コード、ビットマップ一致/不一致検出用コード、コマンドフィールド、グループコード等の制御情報、や送信データを含む物理層ペイロードフィールドから構成され、このフレームがフレームング回路にて生成され、前述の処理で変調後、伝送路7に出力される。

【0033】また、伝送路上のフレームは、伝送路に接続されたすべての通信装置で受け取られ、制御回路10では、受け取った信号の識別を行った上で自分の持つコードと一致した場合にのみ、伝送路上に送信されているデータが自分宛であると判断し、後続のペイロード部分の内容を理解する。また、自分宛でないと判断した場合は、動作を行わない。

【0034】図3は、低速モードで動作する通信装置がデータ通信に用いるトーンと、高速モードで動作する通信装置がデータ通信に用いるトーンと、を示す図である。たとえば、4.3125kHz間隔の128本(#0~#127)のトーンを想定した場合、上記低速モードで動作する通信装置では、16本間隔で飛び出した図示の5本のトーンを使用してデータ通信を行い、高速モードで動作する通信装置では、それ以外のトーンを用いてデータ通信を行う。

【0035】また、図4は、上記フレームの伝送路上の状態と、FFTに入力されるシンボルの単位と、を示す図である。たとえば、本実施の形態において、上記フレームを構成するシンボルは、図4に示すとおり、16サンプルのサイクリックプレフィックス(CP)と、256サンプルのデータ部分で構成され、1シンボルが272サンプルとなる。したがって、受信側では、既知のタイミングで挿入されたCPを削除した状態(図4の“復調FFTへ”に相当)でデータの復調を行う。なお、上記データ部分とは、通信の最小単位であり、送信するすべてのトーンの合成波を、256点サンプルで表現したものである。また、CPとは、シンボル間干渉を防ぐためにシンボル間に挿入されるものであり、データ部分の終端16サンプルを複製して貼り付けたものであり、これにより、CPとデータ部分が連続的な波形となる。

【0036】ここで、上記通信装置間でデータ通信を行う場合のシンボル同期の確立方法を詳細に説明する。なお、ここでは、シンボル周波数 $F = 4\text{kHz}$ とし、 $D/A6$ および $A/D16$ のサンプリング周波数を $S = 1.024\text{MHz}$ とする。この場合、1シンボル時間の信号は、 $S/F(256\text{サンプル}) + CP(16\text{サンプル}) = 272\text{サンプル}$ で構成されることになる。また、ここでいうシンボルとは、通信の最小単位であり、たとえば、通信に使用する複数トーンの合成波を、27

2個のサンプルデータで表現したものである。また、1FFT4およびFFT14が256サンプルに対応する場合、生成可能なトーン周波数は、 $F \times x(x = 1 \sim 128)$ となり、128本のトーンが利用可能となる。

【0037】このような状態で、まず、通信装置の受信系では、起動時およびデータ通信を行っていないときに、クロックマスタが送信するパイロットトーンを用いて、シンボル同期を確立し、いつでもデータ通信を開始できるようにしておく。具体的にいうと、まず、 $A/D16$ が、伝送路上の信号を、272点サンプリングを行うことにより取り込む。そして、シンボル境界判定値算出部21が、 $A/D$ 変換後のパイロットトーンのサンプリングデータを用いて、他の通信装置とのシンボル同期を確立するための演算を行う。

【0038】シンボル境界判定値算出器21では、上記パイロットトーンのサンプリングデータを用いて、シンボル境界の判定に必要な判定値を算出する。なお、同期トーン選択器23では、制御回路10の指示で、複数のトーンの中から少なくともいずれか1本のパイロットトーンを選択する。選択されたパイロットトーンの周波数が、たとえば、シンボル周波数の $M$ 倍のトーン( $M = 2, 4, 40, 56, 72, 88$ )であった場合、シンボル境界判定値算出器21では、過去 $S/F + CP = 272$ 個のサンプルデータをバッファリングし、後述するシンボル境界判定値を算出する。ただし、ここでは、バッファの先頭の内容を $D_0$ とし、さらに、最後の内容を $D_{(S/F+CP)-1}$ とする。シンボル境界判定値は、新しいサンプルデータが得られる度に、最新の $S/F + CP = 272$ 個のサンプルデータを用いて算出する。

【0039】つぎに、シンボル境界判定器22では、たとえば、過去 $S/F + CP = 272$ 回のシンボル境界判定値の最大値が、どのタイミングで発生したかを検索し、検索されたタイミングを用いてシンボル同期を確立する。

【0040】図5は、各通信装置間のシンボル同期の確立方法の具体例を示す図である。ここでは、パイロットトーンとして、たとえば、24倍トーン(トーン24)が選択された場合( $M = 24$ )について説明する。なお、パイロットトーンは、前述したように、シンボル同期単位に同相の信号である。

【0041】図5(a)は、複数トーンの合成波から、パイロットトーンだけを表現したものである。図5(a)において、パイロットトーン上の信号は、1シンボル期間内に25周期分(CP含む)の正弦波信号を含むため、1シンボルを $S/F - CP = 272$ 点でサンプリングしている場合、16サンプルで1.5周期となり、16サンプル毎に符号が反転した値を持つ。

【0042】まず、シンボル境界判定値算出器21では、新しいサンプルデータが得られる度に、最新の $S/F - CP = 272$ 個のサンプルデータを用い、かつ16

サンプル単位に値を反転させて、同期加算を行う。すなわち、図示のとおり、16サンプル単位にサンプル値を反転させ、かつ1シンボル長の範囲で同期加算を行う。

【0043】図5(b)は、シンボル境界判定値の算出範囲を示す図であり、図5(c)は、同期加算結果の一例を示す図であり、図5(d)は、同期加算結果におけるサンプルデータの絶対値の加算結果、すなわち、シンボル境界判定値を示す図である。図示のように、シンボル境界判定値の算出範囲がAの場合(図5(b)参照)は、パイロットトーンの信号が強調され、振幅が1.7倍となる。1.5周期分の同期加算結果を得ることができる(図5(c)A参照)。また、この場合、シンボル境界判定値が最大となる(図5(d)参照)。そして、シンボル境界判定値の算出範囲がAからずれる程に、シンボル境界判定値が段階的に減少する。なお、選択されたパイロットトン(M=24)以外のトーンの信号成分については、上記同期加算により打ち消され、その値が0となる。

【0044】一方、シンボル境界判定値の算出範囲がBの場合(図5(b)参照)は、2.72点の信号の前半(D<sub>0</sub>~D<sub>135</sub>)と後半(D<sub>136</sub>~D<sub>272</sub>)とが同相信号となるため、上記同期加算(16サンプル単位に反転)によりパイロットトーンの信号が相殺され、振幅が0となる。1.5周期分の同期加算結果を得ることができる(図5(c)B参照)。また、この場合、シンボル境界判定値が最小となる(図5(d)参照)。

【0045】そして、シンボル境界判定値算出器21からの出力を受け取ったシンボル境界判定器22では、1シンボル期間にわたるシンボル境界判定値が最大となるタイミングを検出し、これを、各通信装置間のシンボライミングとして使用する。

【0046】このように、各通信装置間でシンボル同期を確立する場合は、16n(nは自然数)+8を満たすパイロットトン(トン24、40、56、72、88)を用いてシンボル同期処理を行う。具体的にいうと、上記パイロットトンに対して、1/17シンボル長(16サンプル)単位に値を反転させ、かつ1シンボル長範囲で、サンプリングデータの同期加算を行い、さらに、その同期加算結果におけるサンプリングポイントの絶対値の総和、すなわち、シンボル境界判定値、が最大となるタイミングを、各通信装置間のシンボライミングと定義する。

【0047】以上、ここまでの説明では、通信装置の基本的な動作、および各通信装置間のシンボル同期の確立方法、について説明してきた。以降の説明では、たとえば、「伝送レートおよび復調精度のさらなる向上」という観点から、自装置に送られてきた信号かどうかを判断するための構成、およびシンボル同期を確立するための構成、の改善を行った。具体的にいうと、図2にて示した物理層ヘッダ内のID(1シンボル分)を用いて、上

記の方法で生成したシンボライミングを補正する。

【0048】以降、伝送レートおよび復調精度を向上させるために追加した構成、およびその動作について説明する。まず、送信系の動作について説明する。たとえば、前述の説明では、通信装置に接続されたデータ処理装置から送信データが入力されると、後述の図2に示すフレーム処理後のフレームをマッピングし、そのマッピング結果をIFFTへ出力していたが、本実施の形態では、さらに、直交符号割当回路3が、当該フレーム内の伝達経路を識別するためのコード、すなわち、通信相手を選定するためのコードである「ID」に対して、予め当該通信相手に割り当てられている所定の直交符号を乗算する。

【0049】図6は、上記直交符号の一例である32行×32列のアダマール系列を示す図である。なお、アダマール系列のn(0~31)行の要素をh(n)と呼び、m(0~31)列の要素をh(n,m)と呼ぶ。本実施の形態では、たとえば、トン3からトン98の96本のトン(実際には、低速モードの予約トン、パイロットトンを除く)に、32ビットのアダマール系列をBPSKエンコードする。以下に、エンコード値t(n)を示す。

$$\begin{aligned}t(3m) &= h(ID, m) \\ t(3m+1) &= h(ID, m) \\ t(3m+2) &= h(ID, m)\end{aligned}$$

ただし、IDは0~31とする。

【0050】そして、IFFT4では、受け取ったすべてのトンを逆フーリエ変換することで周波数軸データを時間軸データに変換する。

【0051】一方、通信装置の受信系では、送信側の通信装置から送られてきたすべてのマルチキャリアデータを、結合回路8を介して取り込み、A/D16が、アナログ/デジタル変換を行う。続いて、キャリア検出器17が、キャリアセンスおよびトン判定によりキャリア検出用フィールドを検出する。ここで、キャリア検出器17の判定により、キャリア検出用の信号(AGC)があると判断された場合は、以降、後述のサンプリングデータを用いて、受信中のフレームが自装置に対するフレームであるかどうかを判断する。

【0052】具体的にいうと、まず、S/P15が、現在のシンボル同期クロックに基づいて、デジタルデータに変換されたシリアルデータ(フレーム内のIDの部分:1シンボル分)をパラレルデータに変換し、そのデータをFFT14へ出力する。このとき、S/P15では、当該IDに対応するサンプリングデータを、たとえば、シンボル同期クロックのタイミングと、その他、後述に2回のサンプリングタイミングで、パラレルデータに変換する。図7は、受信中のフレームにおけるIDのサンプリングタイミングと(a)参照)、相関検出回路13における相関結果と(b)参照)、を示す図である。



【0053】その後、FFT14では、上記5種のパレルデータに対してそれぞれフーリエ変換を行うことにより、時間軸のマルチキャリア信号を周波数軸上のデータに変換し、それらの周波数軸データをそれぞれ相関検出回路13へ出力する。その後、相関検出回路13では、上記フレーム内の伝送経路を識別するためのコードである「ID」から、受信中のフレームが自装置に対するものであるかどうかを判断する。具体的にいうと、本実施の形態では、相関検出回路13が、当該フーリエ変換後の5種のデータに対して、予め自装置に割り当てられている図6に示す直交符号のいずれか1つを乗算することで、受信中のフレームが自装置に対するものであるかどうかを判断する。

【0054】さらに、相関検出回路13では、当該フーリエ変換後の5種のデータに対する相関検出処理（乗算）において、最も相関の高かったタイミングを正式なシンボルタイミングと定義し、そのタイミングから求められた補正量をシンボル境界判定器22に通知する。そして、シンボル境界判定器22では、当該補正量に基づいてシンボル同期クロックを補正し、以降は、補正後のシンボル同期クロックを正式なシンボル同期クロックとして出力する。

【0055】このように、本実施の形態においては、送信側の構成に、通信相手を選定するための直交符号を割り当てる直交符号割当回路3を追加し、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断する相関検出回路を追加する。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる。また、サンプリングクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる。

#### 【0056】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、送信側の構成に、通信相手を選定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算手段を追加し、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段を追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる。また、サンプリングクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシ

ンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることが可能な通信装置を得ることができる、という効果を奏する。

【0057】つぎの発明によれば、通信相手を選定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算手段を追加した。これにより、受信側では、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。

【0058】つぎの発明によれば、受信側の構成に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出手段を追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。また、サンプリングクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する構成としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

【0059】つぎの発明によれば、送信側に、通信相手を選定するための直交符号を割り当てる直交符号乗算ステップを追加し、受信側に、受信中のフレームが自装置宛のフレームかどうかを予め割り当てられた直交符号を用いて判断し、最終的にシンボル同期クロックの補正量を算出する補正量算出ステップを追加した。これにより、伝送路上の信号が自装置に送られてきた信号かどうかを、短いシンボル長で、かつ伝送レートを下げることなく、正確に判断することができる、という効果を奏する。また、サンプリングクロックをずらしながら所定回数にわたって、IDフィールドに自装置のもつ直交符号を乗算し（相関検出）、当該乗算結果に基づいて高精度にシンボル同期クロックを補正する処理としたため、乗算器を付加しただけの簡易な構成で復調精度を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかる通信装置の構成を示す図である。

【図2】 フレームごとの処理で生成されるフレームの構成を示す図である。

【図3】 データ通信に用いるトーンを示す図である。

【図4】 フレームの伝送路上の状態とFFTに入力されるシンボルの単位とを示す図である。

【図5】 各通信装置間のシンボル同期の確立方法の具体例を示す図である。

【図6】 直交符号の一例である32行×32列のアド

マール系列を示す図である。

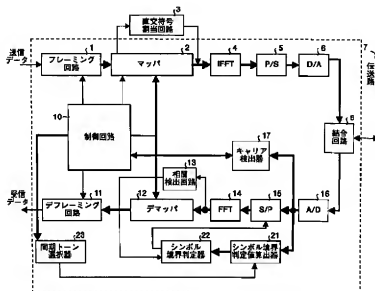
【図 7】 受信中のフレームにおける 1D のサンプルタイミングと相関検出回路における相関結果を示す図である。

【符号の説明】

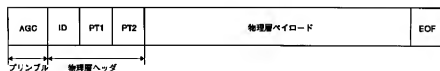
1 フレーミング回路、2 マップ、3 直交符号割当回路、4 逆高速フーリエ変換回路、5 パラレル/シリアル変換回路 (P/S)、6 デジタル/アナログ

変換回路 (D/A)、7 伝送路 (電力線)、8 結合回路、10 制動回路、11 デフレミング回路、12 デマップ、13 相関検出回路、14 高速フーリエ変換回路、15 シリアル/パラレル変換回路 (S/P)、16 アナログ/デジタル変換回路 (A/D)、17 キャリア検出器、21 シンボル境界判定値算出器、22 シンボル境界判定器、23 同期トーン選択器。

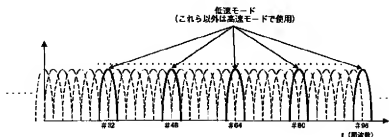
【図 1】



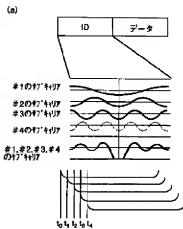
【図 2】



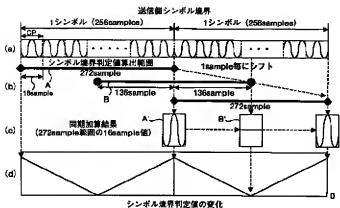
【図 3】



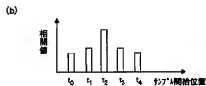
【图 7】



【图 5】



【圖6】

[illegible]

フロントページの続き

Fターム(参考) 5K004 AA05 FB06 FG02 FG04  
5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD33  
DD42  
5K047 AA01 GG45 HH02 HH15 MM44  
MM45

## **JP2002077104A SPREAD SPECTRUM RECEIVER**

### **Bibliography**

#### **DWPI Title**

Spread-spectrum receiver used for mobile communication, generates common pilot symbol corresponding to auto-transmitter station, based on despreading and propagation path property estimation results

#### **Original Title**

SPREAD SPECTRUM RECEIVER

#### **Assignee/Applicant**

Standardized: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**

Original: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

#### **Inventor**

SUZUKI TAKEO

#### **Publication Date (Kind Code)**

2002-03-15 (A)

#### **Application Number / Date**

JP2000259859A / 2000-08-29

#### **Priority Number / Date / Country**

JP2000259859A / 2000-08-29 / JP

### **Abstract**

#### **Abstract**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To obtain a spread spectrum receiver that can be improved in the ratio of the signal power ratio to the interference power ratio with respect to a desired signal and, in addition, in reception characteristic.

**SOLUTION:** The spread spectrum receiver which receives signals from two or more transmitting stations is provided with subtracters 1 and 2 which subtract interference replicas from received signals, a reversely spreading sections 21 and 22 which reversely spread the desired signal based on the subtracted results of the subtracters 1 and 2, and propagation path characteristic estimating sections 23 and 24 which estimate the characteristics of propagation paths from the reversely spread results of the sections 21 and 22. The receiver is also provided with multiplying sections 25 and 26 which multiply the reversely spread results by the complex conjugate numbers of the estimated results of the characteristics of the propagation paths, common pilot symbol generators 5 and 6 which generate the common pilot symbols corresponding to their own transmitting stations, and multipliers 9 and 10 which multiply the common pilot symbols by diffused codes. In addition, the receiver is also provided with multipliers 7 and 8 which generate the interference replicas by multiplying the multiplied results of the multipliers 9 and 10 by the estimated results of the characteristics of the propagation paths.

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テマコード\*(参考)

H 0 4 J 13/04

H 0 4 B 7/005

5 K 0 2 2

H 0 4 B 7/005

H 0 4 L 7/00

C 5 K 0 4 6

H 0 4 L 7/00

H 0 4 J 13/00

G 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数8 O L (全13頁)

(21)出願番号 特願2000-259859(P2000-259859)

(71)出願人 00006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(22)出願日 平成12年8月29日(2000.8.29)

(72)発明者 鈴木 健夫

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

弁理士 高井 宏明

Fターム(参考) 5K022 E201 EE14 EE36

5K046 A406 BA07 CC28 EE06 EE57

5K047 A401 AA16 BB01 BB05 CC01

GG27 HH15 LL06 MM03 MM13

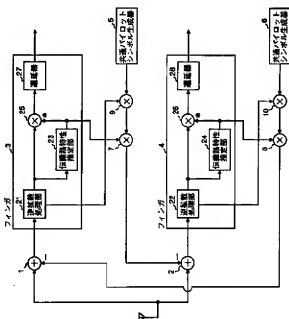
MM36

## (54)【発明の名称】 スペクトル拡散受信装置

## (57)【要約】

【課題】 所望信号に対する信号電力比対干渉電力比の向上、さらには受信特性の向上を実現可能なスペクトル拡散受信装置を得ること。

【解決手段】 2局以上の送信局から信号を受け取るスペクトル拡散受信装置において、受信信号から干渉レプリカを減算する減算器1、2と、減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散処理部21、22と、逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定部23、24と、逆拡散結果と伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算器25、26と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成器5、6と、共通パイロットシンボルに対して拡散符号を乗算する乗算器9、10と、当該乗算結果に対して伝搬路特性推定結果を乗算することで上記干渉レプリカを生成する乗算器7、8と、を備える構成とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、  
前記送信局単位に、  
前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、  
当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段と、  
当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、  
前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、  
自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、  
前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記伝搬路特性推定結果を乗算し、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段と、  
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項2】 前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項1に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項3】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、  
前記送信局単位に、  
前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、  
当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、  
前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、  
前記伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する相関成分計算手段と、  
当該乗算後の信号から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を減算する減算手段と、  
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項4】 前記相関成分計算手段にて計算された相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項3に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項5】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信

装置において、  
前記送信局単位に、  
前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、  
当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段と、  
当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、  
前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、  
自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、  
前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した共通の拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し、各乗算結果を到来波の遅延分に応じて遅延加算することによって、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段と、  
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項6】 前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項5に記載のスペクトル拡散受信装置。

【請求項7】 2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行するスペクトル拡散受信装置において、  
前記送信局単位に、  
前記受信信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、  
当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、  
前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、  
当該各伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を個別に計算する相関成分計算手段と、  
当該各乗算結果から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を個別に減算する複数の減算手段と、  
を備えることを特徴とするスペクトル拡散受信装置。

【請求項8】 前記相関成分計算手段にて個別に計算された各相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする請求項7に記載のスペクトル拡散受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、自動車電話や携帯電話をはじめとする移動体通信、衛星通信、または局内通信などで利用されるスペクトル拡散受信装置に関する

ものであり、特に、干渉成分を除去するための機能を備えたスペクトル拡散受信装置に関するものである。

#### 【0002】

【従来の技術】以下、従来のスペクトル拡散受信装置について説明する。たとえば、スペクトル拡散方式では、各チャネルに異なる拡散符号を割り当て、全チャネルが同一周波数帯域を共有する。このような通信方式では、各チャネルに割り当てた拡散符号の相互相関により他チャネルの信号が干渉信号となるため、チャネル数の増加に伴って受信特性が劣化する。受信特性劣化の要因となる干渉信号としては、たとえば、マルチバス環境下における自チャネルのマルチバス信号成分や、同一局から送信される他チャネル信号およびそのマルチバス信号成分や、他局から送信される信号およびそのマルチバス信号成分、等がある。したがって、これらの干渉信号を除去することで、所望信号に対する信号電力対干渉電力比（SIR）が向上し、所望信号の受信特性を改善できる。

【0003】上記、干渉信号を除去可能な従来のスペクトル拡散装置としては、たとえば、特開平10-327126号公報に記載の「CDMA受信機」があり、ここでは、パイロット信号干渉除去技術を用いたスペクトル拡散受信装置が記載されている。

【0004】上記従来のスペクトル拡散受信装置は、マルチバス環境下において、所望信号と非直交関係にあるマルチバス信号のなかから共通パイロット信号成分を差し引く。共通パイロット信号成分は、受信信号全電力に占める比率が高いので、これだけでも所望ユーザ信号の受信特性改善効果は大きい。なお、共通パイロット信号は、スペクトル拡散受信機にとって既知であるため、干渉レプリカ生成における仮判定が不要となる。

【0005】図5は、従来のスペクトル拡散受信装置の構成を示す図である。なお、ここでは、2フィンガの場合を一例として説明する。図5において、101は受信信号であり、102、103はオンタイムセクタ（OTS）であり、104、105は差分器であり、106、107はフィンガであり、108はDSPであり、111、112は逆拡散部であり、113は伝搬路推定部であり、114は乗算器であり、115はパイロット信号生成部である。

【0006】まず、OTS102では、オーバーサンプリングされた受信信号101を受け取り、オーバーサンプリング点のなかから1点を選択し、その選択結果を出力する。つぎに、マルチバス受信信号をそれぞれ割り当てられたフィンガ106および107では、それぞれ受信信号の逆拡散処理、伝搬路推定処理、および復調処理を行う。なお、フィンガ106およびフィンガ107は、個別にパイロット信号生成部115を備える。

【0007】各パイロット信号生成部では、伝搬路推定処理において推定された受信信号の減衰、位相、および

パス遅延情報を用いて、個々のフィンガで復調した受信チャネルに対応する共通パイロット信号のレプリカを生成する。ただし、共通パイロットシンボルは、スペクトル拡散受信装置にとって既知である。そして、各パイロット信号再生部で生成したパイロット信号成分のレプリカ、すなわち、他のマルチバス受信信号に対応するパイロット信号成分のレプリカ、を受け取った各差分器では、各OTSの出力から当該他のマルチバス受信信号に対応するパイロット信号成分のレプリカを減算する。

【0008】このように、従来のスペクトル拡散受信装置では、干渉成分となるマルチバスの共通パイロット信号成分が除去される。すなわち、フィンガ（0）に割り当てられた受信信号からはフィンガ（1）が受け取る共通パイロット信号成分を除去し、同時に、フィンガ（1）に割り当てられた受信信号からはフィンガ（0）が受け取る共通パイロット信号成分を除去する。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、従来のスペクトル拡散受信装置では、干渉成分除去対象が所望信号と同一局から送信された共通パイロット信号成分のマルチバス成分であるため、パイロット信号以外の干渉成分が存在するような場合、受信信号からその干渉成分を除去することができず、受信特性を低下させる、という問題があった。

【0010】また、パイロット信号以外の干渉成分が存在する場合としては、たとえば、2つ以上の送信局から送信信号を同時受信するような状況も考えられる。この場合、他の送信局の送信信号が干渉信号となり、受信特性を劣化させる。しかしながら、上記従来のスペクトル拡散受信装置においては、所望信号を送信する送信局以外の送信局からの送信信号成分を除去するための手段を持っていないため、受信特性を改善できない、という問題があった。

【0011】また、従来のスペクトル拡散受信装置では、フィンガ単位にパイロット信号を再生するため、フィンガ数と同数のパイロット信号再生部が必要となる。その結果、回路規模が大きくなり、消費電力も増大する、という問題があった。

【0012】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、他局からの共通パイロット信号およびそのマルチバス成分による干渉成分を除去することで、所望信号に対する信号電力比対干渉電力比の向上、さらには受信特性の向上を実現可能なスペクトル拡散受信装置を得ることを目的とする。

【0013】【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置においては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、さ



らに、前記送信局単位に、前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段（後述する実施の形態の減算器1、2に相当）と、当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する逆拡散手段（逆拡散処理部21、22に相当）と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段（伝搬路特性推定部23、24に相当）と、前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段（乗算部25、26に相当）と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段（共通パイロットシンボル生成器5、6に相当）と、前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記伝搬路特性推定結果を乗算し、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段（乗算器7および乗算器9、または乗算器8および乗算器10に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0014】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0015】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を推定する伝搬路特性推定手段と、前記逆拡散結果と当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを乗算する乗算手段と、前記伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する相関成分計算手段（相関成分計算機33、34に相当）と、当該乗算後の信号から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を減算する減算手段（減算器31、32に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0016】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記相関成分計算手段にて計算された相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0017】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号から、他の送信局からの共通パイロット信号のレプリカを減算する減算手段と、当該減算結果に基づいて所望信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、当該逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、前記各逆拡散結果とそ

れに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する複数の乗算手段と、自送信局に対応する共通パイロットシンボルを生成する共通パイロットシンボル生成手段と、前記自送信局に対応する共通パイロットシンボルに対して前記逆拡散手段にて使用した共通の拡散符号を乗算し、さらに当該乗算結果に対して前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し、各乗算結果を到来波の遅延分に応じて遅延加算することで、他の送信局に対応する減算手段に入力するためのレプリカを生成するレプリカ生成手段（乗算器7、乗算器9、遅延器41および加算器43、または乗算器8、乗算器10、遅延器42、加算器44に相当）と、を備えることを特徴とする。

【0018】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記レプリカ生成手段が生成する共通パイロットシンボルのレプリカに対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

【0019】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、2局以上の送信局から共通パイロット信号と所望信号で構成される受信信号を受け取り、その後の処理を当該送信局単位に実行する構成とし、前記送信局単位に、前記受信信号を逆拡散する複数の逆拡散手段と、当該各逆拡散結果から伝搬路特性を個別に推定する複数の伝搬路特性推定手段と、前記各逆拡散結果とそれに対応する当該伝搬路特性推定結果の複素共役とを個別に乗算する乗算手段と、前記各伝送路推定結果に基づいて、自送信局に対応する受信信号と他の送信局が送信する共通パイロット信号との相関成分を個別に計算する相関成分計算手段（相関成分計算機33a、34aに相当）と、当該各乗算結果から、他の相関成分計算手段にて計算された相関成分を個別に減算する複数の減算手段と、を備えることを特徴とする。

【0020】つぎの発明にかかるスペクトル拡散受信装置にあっては、前記相関成分計算手段にて個別に計算された各相関成分に対して、定数値または受信条件に応じて設定可能な最適値を用いて重み付けを行うことを特徴とする。

## 【0021】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0022】実施の形態1。図1は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態1の構成を示す図である。ここでは、2つのフィンガでそれぞれ別の送信局からの信号を受け取る場合について説明する。

【0023】図1において、1、2は減算器であり、3、4はフィンガであり、5、6は共通パイロットシンボル生成器であり、7、8、9、10は乗算器である。

また、フィンガ3および4において、21、22は所望信号の逆拡散処理部であり、23、24は伝搬路特性推定部であり、25、26は乗算器であり、27、28は遅延器である。

【0024】上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各共通パイロット信号のレプリカを個別に生成する。

【0025】以上、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。ここでは、説明の便宜上、スペクトル拡散受信装置が2つの異なる送信局から信号を受信する場合について説明する。まず、減算器1では、受信信号と復調した他の干渉レプリカとを受け取り、その減算結果を出力する。一方、減算器2でも、受信信号と他局の干渉レプリカとを受け取り、その減算結果を出力する。

【0026】減算器1からの減算結果を受け取ったフィンガ3では、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器27を介して出力する。一方、減算器2からの減算結果を受け取ったフィンガ4では、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0027】また、共通パイロットシンボル生成器5では、フィンガ3が対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器9にて拡散符号が乗算される。そして、乗算器7では、乗算器9の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を乗算し、当該乗算結果として、減算器2に入力するための干渉レプリカを出力する。一方、共通パイロットシンボル生成器6では、フィンガ4が対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器10にて拡散符号が乗算される。そして、乗算器8では、乗算器10の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を乗算し、当該乗算結果として、減算器1に入力するための干渉レプリカを出力する。

【0028】このように、本実施の形態においては、各

フィンガが、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる。

【0029】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、共通パイロットシンボル生成器5、6と乗算器7、8、9、10と減算器1、2を追加することにより、それぞれの干渉レプリカを生成する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、および所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、干渉レプリカの生成にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成する。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0030】また、本実施の形態においては、受信信号から干渉レプリカを除去することにより、伝搬路推定精度が向上し、さらに、その後に生成する干渉レプリカの精度も向上する。すなわち、上記フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉レプリカの除去効果を向上させることができるため、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる。

【0031】実施の形態2、実施の形態2においては、前述の共通パイロットシンボル生成器5および6出力のパイロットシンボル値に定数 $\alpha$ を乗算する。ただし、定数 $\alpha$ は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態1と同様であるため、その説明を省略する。

【0032】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、さらに、各パイロットシンボル生成器の出力がパイロットシンボル値に定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号から干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができる。その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0033】実施の形態3、図2は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態3の構成を示す図である。ここでは、2つのフィンガでそれぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0034】図2において、3a、4aはフィンガであり、31、32は減算器であり、33、34は相関成分計算器である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各受信信号と他局の送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する。

【0035】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、前述の実施の形態1と異なる動作についてのみ説明を行う。たとえば、受信信号を受け取ったフィンガ3aでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器31が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器27を介して出力する。

【0036】一方、受信信号を受け取ったフィンガ4aでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器32が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0037】また、相関成分計算器33では、伝搬路特性推定部23出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ3aにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ4aの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を計算する。一方、相関成分計算器34では、伝搬路特性推定部24出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ4aにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ3aの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を計算する。

【0038】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態1と同様の効果が得られるとともに、各フィンガが、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、その結果、信号電力が干渉電力比(SIR)および受信特性をさらに大幅に向上させることができる。

【0039】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、相関成分計算器3

3、34と減算器31、32を追加することにより、干渉成分を除去する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、上記相関成分の計算にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する。また、共通パイロットシンボルが既知であるため、受信信号から逆拡散して復調する必要があるなく、共通パイロットシンボル復調回路が不要となる。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0040】また、実施の形態1では干渉レプリカ信号の除去処理がチップレートであったのに対し、本実施の形態においては、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる。

【0041】実施の形態4。実施の形態4においては、前述の相関成分計算器33および34出力の相関成分に定数 $\alpha$ を乗算する。ただし、定数 $\alpha$ は、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態3と同様であるため、その説明を省略する。

【0042】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態3と同様の効果が得られるとともに、さらに、各相関成分計算器の出力が相関成分に定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0043】実施の形態5。図3は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態5の構成を示す図である。ここでは、3つ以上のフィンガを単位として、それぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0044】図3において、3b、4bはフィンガ群を構成するフィンガであり、41、42は遅延器であり、43、44は加算器である。なお、フィンガ3b、フィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガ、フィンガ4b、およびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガ、の内部構成は、前述のフィンガ3、3a、4および4aと同一である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望

信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、各共通パイロット信号のレプリカを個別に生成し、当該レプリカを共通パイロット信号の到来波に応じて遅延加算する。

【0045】以下、上記のように構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。ここでは、説明の便宜上、スペクトル拡散受信装置が2つの異なる送信局から信号を受信する場合について説明する。まず、減算器1では、受信信号と後述する他局干渉レプリカ（遅延加算後の干渉レプリカ）を受け取り、その減算結果を出力する。一方、減算器2でも、受信信号と他局の干渉レプリカ（遅延加算後の干渉レプリカ）とを受け取り、その減算結果を出力する。

【0046】減算器1からの減算結果を受け取ったフィンガ3およびフィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器27を介して出力する。一方、減算器2からの減算結果を受け取ったフィンガ4およびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。最後に、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0047】また、共通パイロットシンボル生成器5では、フィンガ3およびフィンガ3bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガが対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された共通パイロットシンボルには、乗算器9にて拡散符号が乗算される。また、各フィンガに個別に対応する乗算器7では、乗算器9の乗算結果に前記各伝搬路特性推定結果を個別に乗算し（各到来波に対応する干渉レプリカ生成）、さらに、各フィンガに個別に対応する遅延器41では、当該各乗算結果を到来波の遅延分だけ遅延させる。そして、加算器43では、当該各遅延後の信号を加算し、当該加算結果として、減算器2に入力するための干渉レプリカ（各到来波に対応する干渉レプリカの合計）を出力する。

【0048】一方、共通パイロットシンボル生成器6では、フィンガ4bおよびフィンガ4bと同一の送信局からの信号を処理するフィンガが対応する送信局の共通パイロットシンボルを生成し、さらに、ここで生成された

共通パイロットシンボルには、乗算器10にて拡散符号が乗算される。また、各フィンガに個別に対応する乗算器8では、乗算器10の乗算結果に前記伝搬路特性推定結果を個別に乗算し（各到来波に対応する干渉レプリカ生成）、さらに、各フィンガに個別に対応する遅延器42では、当該各乗算結果を到来波の遅延分だけ遅延させる。そして、加算器44では、当該各遅延後の信号を加算し、当該加算結果として、減算器1に入力するための干渉レプリカ（各到来波に対応する干渉レプリカの合計）を出力する。

【0049】このように、本実施の形態においては、各フィンガが、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらに所望信号の受信特性を向上させることもできる。

【0050】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、共通パイロットシンボル生成器5、6と乗算器7、8、9、10と遅延器41、42と加算器43、44と減算器1、2を追加することにより、それぞれの干渉レプリカを生成する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、および所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を後述の処理に使用しているため、干渉レプリカの生成にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を用いて干渉レプリカ信号を生成する。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力でより精度良く干渉成分を除去できる。

【0051】また、本実施の形態においては、受信信号から干渉レプリカを除去することにより、伝搬路推定精度が向上し、さらに、その後に生成する干渉レプリカの精度も向上する。すなわち、上記フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉レプリカの除去効果を向上させることができるため、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる。

【0052】実施の形態6、実施の形態6においては、前述の共通パイロットシンボル生成器5および6出力のパイロットシンボル値に定数 $\alpha$ を乗算する。ただし、定数 $\alpha$ は、0以上1、0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態5と同様であるため、その説明を省略する。

【0053】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態5と同様の効果が得られるとともに、さらに、各パイロットシンボル生成器の出力がパイロットシンボル値に定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号か

ら干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0054】実施の形態7、図4は、本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態7の構成を示す図である。ここでは、3つ以上のフィンガを単位として、それぞれ別の送信局から信号を受け取る場合について説明する。なお、前述の実施の形態1〜6と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0055】図4において、3c、4cはフィンガ群を構成するフィンガであり、33a、34aは相関成分計算器である。上記スペクトル拡散受信装置は、たとえば、2局以上の送信局からの送信信号を同時に受信する。すなわち、上記2つ以上の送信局が、スペクトル拡散受信装置に対する所望信号と、共通パイロット信号と、を符号多重した上で送信し、上記スペクトル拡散受信装置が、各送信局からの共通パイロット信号と所望信号とを受け取り、フィンガ単位に、すなわち、所望信号の到来波単位に、各受信信号と他局の送信する共通パイロット信号との相関成分を計算する。

【0056】以下、上記の構成で構成されるスペクトル拡散受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、前述の実施の形態5と異なる動作についての説明を行う。たとえば、受信信号を受け取ったフィンガ3cおよびフィンガ3cと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部21が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部23が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器25が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器31が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器27を介して出力する。

【0057】一方、受信信号を受け取ったフィンガ4cおよびフィンガ4cと同一の送信局からの信号を処理するフィンガでは、まず、逆拡散処理部22が、当該減算結果に基づいて所望信号の逆拡散処理結果を出力する。つぎに、伝搬路特性推定部24が、上記逆拡散処理結果から伝搬路特性を推定し、その推定結果を出力する。つぎに、乗算器26が、上記所望信号の逆拡散処理結果と上記推定結果の複素共役とを乗算し、その乗算結果を出力する。最後に、減算器32が、当該乗算結果から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を減算し、その減算結果を、遅延器28を介して出力する。

【0058】また、相関成分計算器33aでは、各フィンガに個別に対応する伝搬路特性推定部23出力の伝搬

路特性推定結果に基づいて、フィンガ3cにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ4cの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を、フィンガ単位に個別に計算する。一方、相関成分計算器34aでは、各フィンガに個別に対応する伝搬路特性推定部24出力の伝搬路特性推定結果に基づいて、フィンガ4cにて受信する基地局が送信する共通パイロット信号がフィンガ3cの受信信号に与える影響、すなわち、その相関成分を、フィンガ単位に個別に計算する。

【0059】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態5と同様の効果が得られるとともに、各フィンガが、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる。

【0060】また、本実施の形態においては、従来のスペクトル拡散受信装置と比較して、相関成分計算器33a、34aと減算器31、32を追加することにより、干渉成分を除去する。具体的にいうと、2局からの送信信号を受信するスペクトル拡散受信装置では、既知の共通パイロット信号、所望信号の拡散符号および伝搬路推定情報、を復調処理に使用しているため、上記相関成分の計算にあたり新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する。また、共通パイロットシンボルが既知であるため、受信信号から逆拡散して仮判定する必要がなく、共通パイロットシンボル仮判定回路が不要となる。これにより、本実施の形態においては、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0061】また、実施の形態5では干渉レプリカ信号の除去処理がチップレートであったのに対し、本実施の形態においては、相関成分の除去処理がシンボレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる。

【0062】実施の形態8、実施の形態8においては、前述の相関成分計算器33aおよび34a出力の相関成分に定数 $\alpha$ を乗算する。ただし、定数 $\alpha$ 、0以上1.0未満の値であり、たとえば、定数値、または受信条件に応じて設定する最適値である。なお、装置の構成については前述の実施の形態7と同様であるため、その説明を省略する。

【0063】このように、本実施の形態においては、前述の実施の形態7と同様の効果が得られるとともに、さらに、各相関成分計算器の出力が相関成分に定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理においても、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができ、その結果、受信特性の劣化を防止できる。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できる

ため、さらに受信特性を向上させることができる。

【0064】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、各フリンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段に対応）が、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、その結果、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成するため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる、という効果を奏する。また、受信信号から干渉レプリカを除去し、その後、除去後の信号を用いて再度干渉レプリカを生成するような、フィードバック動作を繰り返し実施した場合は、干渉除去を実施せずに干渉レプリカを算出した場合と比較して、大幅に受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0065】つぎの発明によれば、さらに、各パイロットシンボル生成手段の出力がパイロットシンボル値に対して、たとえば、定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0066】つぎの発明によれば、各フリンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段、減算手段に対応）が、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する構成としたため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる、という効果を奏する。また、相関成分の除去処理がシンボルレートであり、動作レートが低減できるため、処理量および消費電力をさらに大幅に低減できる、という効果を奏する。

【0067】つぎの発明によれば、さらに、各相関成分計算手段の出力が相関成分に対して、たとえば、定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉

成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0068】つぎの発明によれば、各フリンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段に対応）が、受信信号から他局が送信した共通パイロットシンボルのレプリカを除去した信号、すなわち、干渉成分除去後の信号、を処理するため、信号電力対干渉電力比（SIR）を向上させることができ、さらには所望信号の受信特性を向上させることもできる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用して干渉レプリカ信号を生成するため、小規模なH/W規模および少ない消費電力でより精度良く干渉成分を除去できる、という効果を奏する。

【0069】つぎの発明によれば、さらに、各パイロットシンボル生成手段の出力がパイロットシンボル値に対して、たとえば、定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、干渉レプリカ信号の精度が劣化した場合においても、受信信号から干渉レプリカ信号を減算する処理において、干渉レプリカ信号の精度劣化による誤差の影響を抑制することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【0070】つぎの発明によれば、各フリンガ（逆拡散手段、伝搬路特性推定手段、乗算手段、減算手段に対応）が、逆拡散信号から、他局が送信した共通パイロットシンボルの相関成分を除去するため、信号電力対干渉電力比（SIR）および受信特性をさらに大幅に向上させることができる、という効果を奏する。また、新たにH/Wを設けることなく、当該既知の共通パイロット信号、拡散符号および伝搬路推定情報を流用する構成としたため、小規模なH/W規模および少ない消費電力で干渉成分を除去できる。

【0071】つぎの発明によれば、さらに、各相関成分計算手段の出力が相関成分に対して、たとえば、定数 $\alpha$ を乗算した値であるため、相関成分の精度が劣化した場合においても、逆拡散信号から相関成分を減算する処理において、相関成分の精度劣化による誤差の影響を低減することができる、その結果、受信特性の劣化を防止できる、という効果を奏する。また、変数 $\alpha$ が上記最適値である場合は、変数 $\alpha$ が固定値である場合よりも干渉成分除去が効果的に実現できるため、さらに受信特性を向上させることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態1および2の構成を示す図である。

【図2】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態3および4の構成を示す図である。

【図3】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態5および6の構成を示す図である。

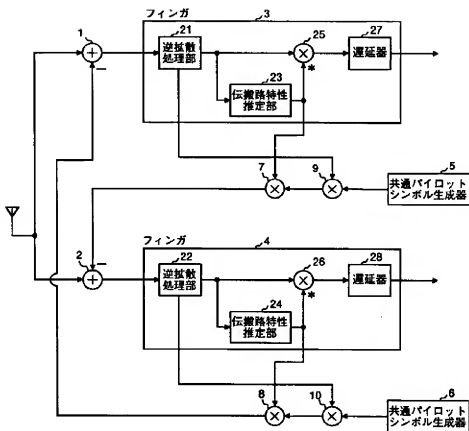
【図4】 本発明にかかるスペクトル拡散受信装置の実施の形態7および8の構成を示す図である。

【図5】 従来のスペクトル拡散受信装置の構成を示す図である。

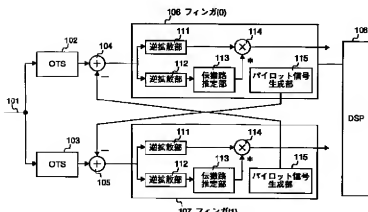
【符号の説明】

1, 2 減算器、3, 3a, 3b, 3c, 4, 4a, 4b, 4c フィンガ、5, 6 共通パイロットシンボル生成器、7, 8, 9, 10 乗算器、21, 22 逆拡散処理部、23, 24 伝搬路特性推定部、25, 26 乗算器、27, 28 遅延器、31, 32 減算器、33, 33a, 34, 34a 相間成分計算器、41, 42 遅延器、43, 44 加算器。

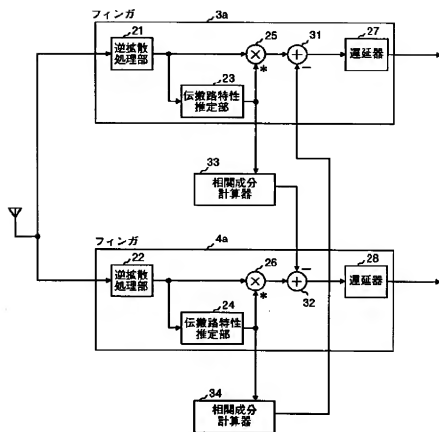
【図1】



【図5】

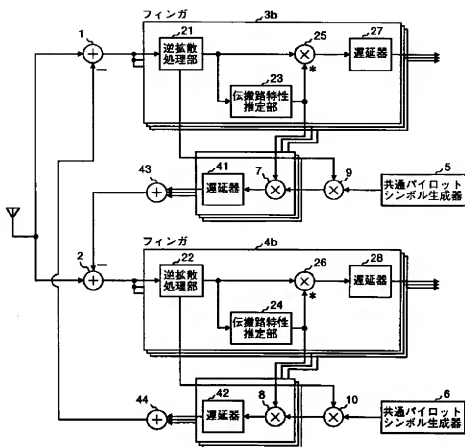


【図 2】

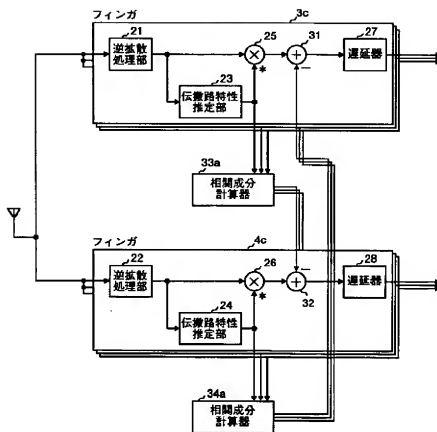




【図3】



【図4】



# CELLULAR COMMUNICATION SYSTEM AND INFORMATION TRANSMISSION METHOD

**Patent number:** JP2002111627 (A)

**Publication date:** 2002-04-12

**Inventor(s):** WANG ZHAOCHENG; STIRLING-GALLACHER RICHARD;  
DOELLE THOMAS; BOEHNKE RALF +

**Applicant(s):** SONY INT EUROP GMBH +

**Classification:**

- **international:** H04J11/00; H04L27/26; H04W16/02; H04W16/12; H04W16/24;  
H04J11/00; H04L27/26; H04W16/00; (IPC1-7): H04J11/00;  
H04Q7/36

- **european:** H04L27/26M; H04Q7/36C; H04W16/02; H04W16/12

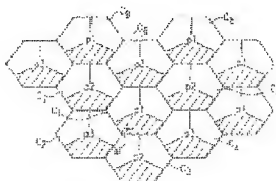
**Application number:** JP20010233989 20010801

**Priority number(s):** EP20000116636 20000801

## Abstract of JP 2002111627 (A)

Translate this text

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To reduce or inhibit the interference of a pilot data, and to realize an accurate channel estimation having high reliability. **SOLUTION:** A plurality of base stations transmitting information containing data parts and pilot parts, at least one of which is allocated to each cell and which have mutually different frequency reusing coefficients, are installed.



(19) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-111627

(P2002-111627A)

(43) 公開日 平成14年4月12日 (2002. 4. 12)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	データベース <sup>7</sup> (参考)
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J	11/00
H 0 4 Q	7/36	H 0 4 B	7/26
		I 0 5 D	5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2001-233989(P2001-233989)

(22) 出願日 平成13年8月1日 (2001. 8. 1)

(31) 優先権主張番号 0 0 1 1 6 6 3 6, 2

(32) 優先日 平成12年8月1日 (2000. 8. 1)

(33) 優先権主張国 欧州特許庁 (E P)

(71) 出願人 598094506

ソニー インターナショナル (ヨーロッパ)  
 ギゼルシャフト ミット ベシュレン  
 クテル ハフツング  
 ドイツ連邦共和国 10/85 ベルリン ケ  
 ンパープラッツ 1

(74) 代理人 10006/738

弁理士 小池 晃 (外2名)

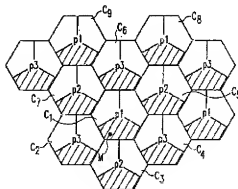
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 セルラ通信システム及び情報伝送方法

(57) 【要約】

【課題】 パイロットデータの干渉を低減又は抑制し、信頼性が高く正確なチャンネル推定を実現する。

【解決手段】 各セルに少なくとも1つ割り当てられ、互いに周波数再利用係数が異なるデータパートとパイロットパートを含む情報を送信する複数の基地局を設ける。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートとを有する情報を送信する複数の基地局を備え、上記データパートの周波数再利用係数と上記パイロットパートの周波数再利用係数とは異なることを特徴とするセルラ通信システム。

【請求項2】 上記データパートの周波数再利用係数は、上記パイロットパートの周波数再利用係数より小さいことを特徴とする請求項1記載のセルラ通信システム。

【請求項3】 上記データパートの周波数再利用係数は3であり、上記パイロットパートの周波数再利用係数は9であることを特徴とする請求項1又は2記載のセルラ通信システム。

【請求項4】 直交周波数分割多重方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法において、

データパートとパイロットパートとを有する情報を上記セルラ通信システムのセル内で伝送し、

上記データパートの周波数再利用係数と上記パイロットパートの周波数再利用係数とは異なることを特徴とする情報伝送方法。

【請求項5】 上記データパートの周波数再利用係数は、上記パイロットパートの周波数再利用係数より小さいことを特徴とする請求項4記載の情報伝送方法。

【請求項6】 上記データパートの周波数再利用係数は3であり、上記パイロットパートの周波数再利用係数は9であることを特徴とする請求項4又は5記載の情報伝送方法。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重（OFDM）方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システム、及びこのセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】無線通信におけるセルラ通信システムは、通信システムの全通信範囲をセルに分割するセルラ方式に基づいて、基地局と移動端末装置の間で情報通信を行うものである。大部分のセルラ通信システムにおいて、各セルは、そのセルの中でそれぞれ稼働する移動端末装置と通信する割り当てられた基地局を備えている。しかしながら、セルラ通信システムにおいて、2つ以上の基地局が各セルに割り当てられることもある。

【0003】現在及び将来の大部分のセルラ無線通信方式は、非常に高いデータレートで無線通信を行う。高いデータレートを提供している典型的な無線通信方式とし

て、直交周波数分割多重（orthogonal frequency division multiplex: 以下、OFDMという。）システムが知られている。OFDMシステムでは、全周波数帯域は、それぞれ隣接した周波数サブキャリアが相互に直交する複数の周波数サブキャリアに分割される。これによって、非常に高いデータレートによる無線通信及び動的な周波数の割り当てを実現することができる。

【0004】図3は、通常の無線セルラOFDM通信システムを示す図であり、この無線セルラOFDM通信システムは、複数のセル $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ ・・・及び複数の基地局Bを備え、各基地局Bは、複数のセル $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ ・・・のいずれかに割り当てられている。各セルの中の各基地局Bは、セル領域の中でそれぞれ稼働中の移動端末装置と通信を行う。

【0005】図3に示す無線セルラOFDM通信システムにおいて、周波数再利用係数（frequency reuse factor）は3、すなわちFRF=3である。この周波数再利用係数は、周波数再利用距離（frequency reuse distance）に関連している。周波数再利用係数が増加すると、周波数再利用距離も増加し、逆に、周波数再利用距離が増加すると、周波数再利用係数も増加する。この関係は、以下のように定義される。

【0006】周波数再利用係数FRF=（全周波数帯域）／（1セルに割り当てられた周波数帯域）×データパートに対するセル毎のセクタ数  
OFDMシステムの全周波数帯域は、3つの周波数サブバンド $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ に分割されている。例えば、周波数サブバンド $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ は、それぞれOFDMシステム中で利用可能な全周波数帯域の3分の1である。各セル $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ は、3つのセクタに分割されており、各セルにおける各セクタは、周波数サブバンド $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ を使用する。換言すると、1つのセル $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ 内で、各サブバンド $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ が使用され、各サブバンドは、各セルの3つのセクタのうちの1つにおいて使用される（FRF=3）。このように、1つのセルの中の基地局は、セルの中央に位置し、全ての3つの周波数サブバンド $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ を制御する。なお、基地局を3つの異なる部分から構成してもよい。この場合、各部分がそれぞれのセクタに対応する周波数サブバンドを制御する。いずれの場合も、基地局内では指向性アンテナが使用され、これにより、基地局がセルの中央に位置している場合、各セクタは、指向性アンテナに基づいて動作し、セルZ内の例えば基地局Bは、各周波数サブバンドにおいて、3つの方向のうちの1つの方向のみに情報を送信する。

【0007】それぞれのセクタへの周波数サブバンドの割当は、隣接するセクタが異なる周波数サブバンドに対応するように設定される。図3に示すように、無線セルラOFDM通信システムは、例えば六角形の形状のセルを有する。各六角形のセル $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $Z_3$ は、3つの

セクタに分割され、各セクタには、それぞれ周波数サブバンド  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  のうちの1つが割り当てられる。例えばセル  $Z_1$  における周波数サブバンド  $f_1$  が割り当てられたセクタに移動端末装置Mが位置するとする。図3に示す具体例において、周波数サブバンド  $f_1$  は、各セルの図面下側に示すセクタに割り当てられている。このように、移動端末装置Mは、セル  $Z_1$  の基地局Bに割り当てられ、周波数サブバンド  $f_1$  でこの基地局Bと通信するが、アンテナの指向性により、さらに近隣のセル  $Z_5$ 、 $Z_6$  及び  $Z_7$  の基地局Bからの妨害信号を受信することもある。近隣のセルの基地局Bからの同じ周波数帯  $f_1$  の妨害又は干渉信号は、通信性能及び品質に悪影響を及ぼす。特に、チャンネル推定を行う際、近隣のセルからの干渉は非常に好ましくない。無線セルラOFDM通信システムでは、チャンネル推定は、通常、パイロットパターンに基づいて実行される。これらのパイロットパターンは、基地局からそれぞれ移動中の移動端末装置に送信され、移動端末装置は、この受信パイロットパターンに基づいてチャンネル推定を実行する。近隣のセルからの干渉がある状態では、受信パイロットパターンは、干渉によって妨害されるため、信頼性の高い正確なチャンネル推定を実行することができない。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】図3に示すような無線セルラOFDM通信システムは、例えば、米国特許第5867478号に記載されている。この文獻は、コヒーレント無線セルラOFDM通信システムにおいて、周波数再利用係数3を実現する新しい手法を提案している。この手法では、例えば、近隣のセルからの同一チャンネル干渉 (co-channel interference) の影響を緩和するために、直交ウォルシュ関数 (orthogonal Walsh functions) を使用することにより、信頼できるチャンネル推定を実現している。ところで、基地局と移動端末装置の間で通信された情報は、データパート及びパイロットパートを含む。移動端末装置が受信したパイロットパートは、チャンネル推定のために使用される。全情報、すなわちデータパート及びパイロットパートは、図3に示す3セクタ周波数再利用パターン (three sector frequency reuse pattern) に基づいて送信される。パイロットパターンに関する近隣のセルからの干渉は、パイロットパターンに対してウォルシュコーディングを使用し、周期的に拡張されるガード期間を増加させ、3つの隣接するセル、例えば図3における  $Z_1$  に対する  $Z_5$ 、 $Z_6$ 、 $Z_7$  からのパイロットパターンの直交性を維持することにより回避される。これにより、パイロットパターンの長さは変化した、したがってデータパート及びパイロットパートの両方に割り当てられた全体の帯域幅に対するパイロットパートに割り当てられた帯域幅の比率も変化する。しかしながら、パイロットパートとデータパートのための周波数再利用係数は同じである。データパート及

びパイロットパートは、各セクタの同じ周波数サブバンド  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  により送信される。さらに、米国5867478号に提案された無線セルラOFDMシステムは、各OFDM送信機が共通のソースから供給される基準信号と同期される、同期セルラシステムでしか使用できない。

【0009】そこで、本発明は、上述の課題に鑑みてなされたものであり、コヒーレントデータ復調を行うためにより信頼性の高い正確なチャンネル推定を実現できる直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システム及びこのようなセルラ通信システムにおける情報伝送方法を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するために、本発明に係るセルラ通信システムは、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムであって、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートとを有する情報を送信する複数の基地局を備える。データパートの周波数再利用係数とパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。

【0011】さらに、上述の目的を達成するために、本発明に係る情報伝送方法は、直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に基づく無線通信におけるセルラ通信システムにおいて情報を伝送する情報伝送方法において、セルラ通信システムのセル内で伝送される情報は、データパートとパイロットパートとを有する。データパートの周波数再利用係数はパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。

【0012】このように、本発明によりデータパート及びパイロットパートの再利用係数をそれぞれ相互に独立して自由に選択し、適応させることができ、隣接するセルからの干渉を最小限にするよう伝送構造を選択することができ、信頼性の高い正確なチャンネル推定を実行することができる。

【0013】さらに、本発明に係るセルラ通信システム及び情報伝送方法は、あらゆる無線セルラOFDM通信システム、すなわち、同期通信システム及び非同期通信システムのいずれにおいても実現することができる。非同期通信システムは、共通ソースが使用されないシステムであり、このため全セルラシステムを同期通信システムより低コストで構築でき、応用範囲も広い。

【0014】データパートの周波数再利用係数は、パイロットパートの周波数再利用係数より小さくするとよい。周波数再利用係数を大きくすると、無線通信システムにおけるデータ伝送容量は小さくなるが、隣接するセル間の干渉を抑制することができる。周波数再利用係数を小さくすると、無線通信システムにおけるデータ伝送容量は大きくなるが、隣接するセル間の干渉も生じやす

くなる。したがって、本発明では、パイロットパートを、データ伝送容量は小さくなるが、隣接するセルからの干渉が少なくなる大きい周波数再利用係数を用いて伝送する。したがって、これらのパイロットパターンに基づいて非常に正確で信頼性の高いチャンネル推定を実行できる。一方、データパターンは、パイロットパートより干渉の影響を受けやすいが、データ伝送容量が大きい周波数再利用係数を用いて伝送される。

【0015】さらに、好ましくは、データパートの周波数再利用係数を3とし、パイロットパートの周波数再利用係数を9とする。

【0016】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係るセルラ通信システム及び情報伝送方法について、図面を参照して詳細に説明する。

【0017】図1は、本発明を適用したOFDMスキームに基づく無線通信におけるセルラ通信システムのデータパートに対する周波数再利用パターンを示す図である。このセルラ通信システムは複数の基地局Bを備え、セルラ通信システムの各セルCには、少なくとも1つの基地局Bが割り当てられている。図1に示す具体例において、単一の基地局Bは、各セルCに割り当てられ、各セルは、六角形の形状を有し、例えば、 $C_1$  に対して  $C_2, C_3, \dots, C_7$  が隣接するように、各セルにつき、通常、6つのセルが隣接する。基地局Bと各セル内で稼働中の各移動端末装置間で通信された情報は、データパートと、移動端末装置がチャンネル推定を行うためのパイロットパートとを有する。図1に示すセルラ通信システムは、それぞれ隣接する周波数サブバンドが互いに直交するように、全周波数帯を複数の周波数サブバンドに分割する直交周波数分割多重通信システムである。

【0018】図1では、本発明に基づくセルラ通信システムにおいて、各基地局Bから送信されたデータパートに対する周波数再利用パターンを示している。各セル  $C_1, C_2, C_3$  は、3つのセクタに分割されている。無線セルラOFDM通信システムの全周波数帯も3つのサブバンドに分割されている。各セルのそれぞれのセクタにおいては、3つのサブバンドのそれぞれ異なる1つを用いてデータ通信が行われる。図1に示す具体例では、各セル  $C_1, C_2, C_3$  のd1として示される図面の下のセクタには、第1の周波数サブバンドが割り当てられている。各セルの右上に示されるセクタd2には第2の周波数サブバンドが割り当てられており、各セルの左上に示されるセクタd3には第3の周波数サブバンドが割り当てられている。これらの第1、第2及び第3の周波数サブバンドによりOFDMシステムの中で使用される全周波数帯域が構成されている。なお、図1に示す具体例は、基地局Bから送信されるデータパートのみに関するものである。換言すれば、基地局Bと、セルCの第1のセクタd1の中の移動端末装置Mとの間で交換さ

れたデータパートは、第1の周波数サブバンドを用いて送信される。ここで、図1に示す周波数再利用パターンは、データパートのみに有効である。なお、図1に示す周波数再利用パターンは、図3に示す周波数再利用パターンと概ね同様のものである。しかしながら、図1に示すパターンは、データパートの送信のみに関するものであり、一方、図3に示すパターンは、データパート及びパイロットパートの両方の送信に関するものである。

【0019】本発明に基づくパイロットパターンに対する周波数再利用パターンについて、図2を用いて説明する。図2は、図1に示す無線セルラOFDM通信システムのパイロットパートの周波数再利用パターンを示す図である。このシステムにおけるセルの構成は、図1に示すものと概ね同様である。しかしながら、データパートの送信とは異なり、パイロットパターンは、セル全体において、3つの周波数サブバンドのうちの1つの周波数サブバンドのみを用いて送信されている。例えば、セル  $C_1$  では、パイロットパターンは、全ての3個のセクタにわたってp1として示す第1の周波数サブバンドのみにより送信される。また、全ての隣接するセル  $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7$  は、それぞれ異なる周波数サブバンドを用いて、パイロットパターンを送信する。例えば、 $C_1$  に隣接するセル  $C_3, C_5, C_7$  は、第2の周波数サブバンドを使用してパイロットパートを送信し、 $C_1$  に隣接する他のセル  $C_2, C_4, C_6$  は、第3の周波数サブバンドを使用してパイロットパートを送信する。したがって、パイロットパート用の全周波数帯の分割は、データパート用の分割に等しい。

【0020】しかしながら、それぞれのセルへの周波数サブバンドの割付けを定義する周波数再利用パターンは、データパート及びパイロットパート間で異なる。例えば、セル  $C_1$  の基地局は、図面の下側に示すセクタd1には第1の周波数サブバンドによりデータパートを送信し、右上に示すセクタd2には第2の周波数サブバンドによりデータパートを送信し、左上に示すセクタd3には第3の周波数サブバンドによりデータパートを送信する。また、同じセルC1の基地局Bは、3個の全てのセクタd1、d2、d3において、同じ第1の周波数サブバンドによりパイロットパートを送信する。このように、例えばセルC1及びC8のようにパイロットパートのために同じ周波数サブバンドを割り当てた2個のセルは互いに少なくとも1つのセル分離れているので、パイロットパートの伝送時における干渉が著しく低減される。

【0021】パイロットパターンについては、セルC1に隣接しているセルは、第2及び第3の周波数サブバンドのみを用いてパイロットパート、すなわちエネルギーを送信する。このように、各セルにおいては、チャンネル推定を、少なくとも干渉が低減された、あるいは干渉が全くない状態において伝送されてきたパイロットパート

に基づいて行うことができる。データパートの伝送については、各セルを3個のセクタに分割して、各セクタに異なる周波数サブバンドを割り当てるので、本発明に基づきシステムのデータパート伝送容量はパイロットパート伝送容量より大きい。したがって、パイロットパートの伝送よりデータパートの伝送において干渉の影響が大きくなりやすいが、例えば、移動端末装置M等の受信端末装置において、コヒーレントOFDM復調を行うための非常に信頼性が高い正確なチャンネル推定を実行することができる。

【0022】図1及び図2に示す無線セルラOFDM通信システムにおいて、データパート用の周波数再利用係数は3であり、パイロットパート用の周波数再利用係数は9である。周波数再利用係数は、システムの全周波数帯を分割する周波数サブバンドの数及び1個のセル内で使用される周波数サブバンドの数に基づいて決定される。例えば、図1に示すデータパートの周波数再利用パターンについては、全周波数帯域内の周波数サブバンドの数は3個であり、データパートの伝送のために各セルの中で使用される周波数サブバンドの数は3個である。これにより、周波数再利用係数FRF=3となる。

【0023】一方、図2に示すパイロットパートに対する周波数再利用パターンでは、各セル内で使用される周波数サブバンドは、1つだけであるので、このシステムにおけるパイロットパートに関する周波数再利用係数は、FRF=9となる。

【0024】データパートの周波数再利用係数及びパイロットパートの周波数再利用係数として使用された3及び9の数値は単なる例であり、これら周波数再利用係数は、システムの特定の状態に応じて変更してもよい。

【0025】具体例として図1及び図2に示す無線セル

ラOFDM通信システムのセル構造においては、上述のような周波数再利用係数により、正確なチャンネル推定を実現することができるとともに、データ伝送レートを高く維持することができるため、上述のような周波数再利用係数は効果的である。

【0026】

【発明の効果】以上のように、本発明に係るセルラ通信システムは、各セルに少なくとも1つ割り当てられ、データパートとパイロットパートを含む情報を送信する複数の基地局を備える。データパートの周波数再利用係数とパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。これにより、パイロットデータの干渉が低減又は抑制され、移動端末装置側で信頼性が高く正確なチャンネル推定を行うことができる。

【0027】また、本発明に係る情報伝送方法では、無線通信におけるセルラ通信システムのセル内で伝送される情報は、データパートとパイロットパートを有し、データパートの周波数再利用係数はパイロットパートの周波数再利用係数とは異なる。これにより、パイロットデータの干渉が低減又は抑制され、移動端末装置側で信頼性が高く正確なチャンネル推定を行うことができる。

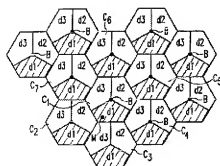
【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に基づくセルラ通信システムのデータパートに対する周波数再利用パターンの例を示す図である。

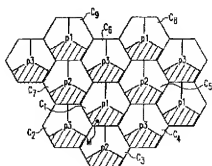
【図2】本発明に基づくセルラ通信システムのパイロットパートに対する周波数再利用パターンの例を示す図である。

【図3】従来のセルラ通信システムのデータパート及びパイロットパートに対する周波数再利用パターンを示す図である。

【図1】

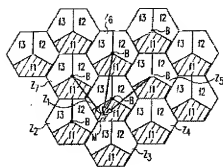


【図2】





【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 ワン、チャオチュン

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット  
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ  
61 ソニー インターナショナル(ヨー  
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ  
レンクテル ハフツング アドバンسد  
テクノロジー センター シュトゥットウ  
ガルト内

(72)発明者 ステアリングーギヤラハー、リチャード  
ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット  
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ  
61 ソニー インターナショナル(ヨー  
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ  
レンクテル ハフツング アドバンسد  
テクノロジー センター シュトゥットウ  
ガルト内

(72)発明者 ドレ、トーマス

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット  
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ  
61 ソニー インターナショナル(ヨー  
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ  
レンクテル ハフツング アドバンسد  
テクノロジー センター シュトゥットウ  
ガルト内

(72)発明者 ボンケ、ラルフ

ドイツ連邦共和国 70327 シュトゥット  
ウガルトヘデルフィンガー シュトラーセ  
61 ソニー インターナショナル(ヨー  
ロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュ  
レンクテル ハフツング アドバンسد  
テクノロジー センター シュトゥットウ  
ガルト内

Fターム(参考) 5K022 D001 D018

5K067 A003 CC02 EE10 EE45 EE46

JJ12 JJ13

**JP2002-164814A**

**CORRELATION DETECTOR OF SPREAD SPECTRAM RECEIVER**

Date of publication of application : 07.06.2002

Application number : 2000-358189

Applicant : NIPPON SOKEN INC  
DENSO CORP

Date of filing : 24.11.2000

Inventor : HATTORI TOSHIHIRO  
MORITA HIDEYUKI  
SATO TATSUYA

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To obtain a correlation output which is immune to frequency changes and is excellent in noise-resistant characteristic.

**SOLUTION:** In this correlation detector, an inverse spread circuit 10 performs inverse spread digital signals ID, QD using spread codes Ci, Cq, a complex conjugate multiplier 60 determines multiplication signals IV, QV, averaging circuits 70a and 70b vector-average the multiplication signals IV, QV over prescribed symbols, the power value  $\{IX^2+QX^2\}$  is determined by squarers 80a, 80b and an adder 90, a multiplication result  $\{K \cdot \{IX^2+QX^2\}\}$  is determined by a coefficient multiplier 100, squarers 30a, 30b determine the power value  $\{IW^2+QW^2\}$  of integral values IW, QW of prescribed symbols together with an adder 40, an averaging circuit 50 determines the average value HD of the power value, and an adder 110 adds the multiplication result  $\{K \cdot \{IX^2+QX^2\}\}$  to the average value HD of the power value and outputs the result of as the addition a correlation output.

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>H 0 4 B 1/707  
1/10

識別記号

F I

H 0 4 B 1/10  
H 0 4 J 13/00

テマコード\*(参考)

M 5 K 0 2 2  
D 5 K 0 5 2

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願2000-358189(P2000-358189)

(22)出願日 平成12年11月24日(2000.11.24)

(71)出願人 000004895

株式会社日本自動車部品総合研究所  
愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地

(71)出願人 000004260

株式会社デンソー  
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72)発明者 殷部 敏弘

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会  
社日本自動車部品総合研究所内

(74)代理人 100100022

弁理士 伊藤 洋二 (外2名)

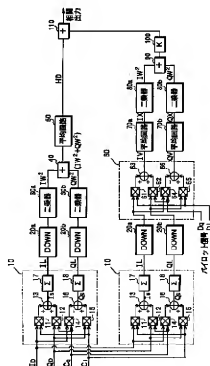
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 スペクトラム拡散受信機の相関検出器

(57)【要約】

【課題】 周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた相関出力を得る。

【解決手段】 逆拡散回路10は、デジタル信号 $I_D$ 、 $Q_D$ を拡散符号 $C_i$ 、 $C_q$ によって逆拡散し、複素共役乗算器60は、乗算信号 $I_V$ 、 $Q_V$ を求め、平均回路70a、70bは、乗算信号 $I_V$ 、 $Q_V$ を所定シンボルに亘りベクトル平均し、その電力値 $(I_X^2 + Q_X^2)$ が二乗器80a、80b及び加算器90によって、求められ、係数乗算器100によって乗算結果 $\{K \cdot (I_X^2 + Q_X^2)\}$ が求められる。二乗器30a、30bは、加算器40とともに、所定シンボル分の積分値 $I_W$ 、 $Q_W$ の電力値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を求め、平均回路50は、電力値の平均値 $H_D$ を求める。加算器110は、電力値の平均値 $H_D$ と乗算結果 $\{K \cdot (I_X^2 + Q_X^2)\}$ とを加算しその加算結果を相関出力として出力する。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、前記受信信号を直交検波する直交検波手段（1 a、1 b）と、

前記直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（1 0）と、

前記逆拡散信号を定期的に同一位相となる同相信号に変換する変換手段（6 0）と、

前記同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（7 0 a、7 0 b）と、

前記第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（8 0 a、8 0 b）と、

前記逆拡散信号の電力情報を前記所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（3 0 a、3 0 b）と、

前記第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（5 0）と、

前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とに応じて、前記相関出力を求める相関算出手段（1 0 0、1 1 0）とを有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【請求項2】 前記相関算出手段は、

前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（1 0 0）と、

前記係数を乗算された前記一方と、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力のうち他方をを加算することにより、前記相関出力を求める加算手段（1 1 0）とを有することを特徴とする請求項1に記載のスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】本発明は、スペクトラム拡散受信機の相関検出器に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】従来、CDMA（符号分割多元接続）方式を用いた通信方式では、基地局の送信時に、情報信号及びパイロット信号（既知信号）が、拡散コードによってスペクトラム拡散され、搬送波によって直交変調されて送信されるようにしたものがある。拡散コードとしては、第1及び第2のチャネライゼーションコード（Channelization Code）とスクランブルコード（Scramble Code）とが採用されている。

【0 0 0 3】ここで、情報信号は、第1のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードでスペクトラム拡散されている。また、パイロット信号は、第2のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードによってスペクトラム拡散されている。このよ

うに、基地局から送信される送信信号は、情報信号及びパイロット信号がコード多重化されていることになる。

【0 0 0 4】スクランブルコードは、基地局毎に割り当てられ、第1のチャネライゼーションコードは、通信端末毎に毎に割り当てられている。そして、第2のチャネライゼーションコードとしては、その値が定期的に「1」となるコードが採用されているため、パイロット信号は、実質的に、スクランブルコードだけで、スペクトラム拡散されていることになる。そこで、通信端末は、受信信号のうち、スペクトラム拡散されたパイロット信号を利用してスクランブルコードを検出する。このスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調等の処理に用いられる。

【0 0 0 5】以下、CDMA通信端末の受信機におけるスクランブルコードのコード検出について図5を参照して説明する。図5は受信機の部分回路構成を示す。

【0 0 0 6】図5において、受信した信号 $R_x(t)$ は、準同期検波回路1に入力される。この準同期検波回路1は、受信信号 $R_x$ に対し乗算器1 aにて $\cos(\omega t + \theta + \phi_c(t))$ を掛け、また、乗算器1 bにて $-\sin(\omega t + \theta + \phi_c(t))$ を掛けて直交検波を行い、さらにローパスフィルタ（LPF）1 c、1 dで、高周波成分を除去することにより、準同期検波信号 $I$ 、 $Q$ を出力する。そして、A/D変換器2 aは、準同期検波信号 $I$ をデジタル信号 $I_D$ に変換し、A/D変換器2 bは、準同期検波信号 $Q$ をデジタル信号 $Q_D$ に変換する。デジタル信号 $I_D$ 、 $Q_D$ は、コード検出器3に入力される。

【0 0 0 7】コード検出器3は、スクランブルコードの候補 $\{C_{1i}, C_{1q}, \dots, C_{ni}, C_{nq} \text{ (nは自然数)}\}$ のうち、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出する。具体的には、コード検出器3は、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 n、及び、最大値判定器3 0 0を有し、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 nは、それぞれ、異なるコードと、デジタル信号 $I_D$ 、 $Q_D$ との相関出力を出力する。例えば、相関検出器3 1は、コード $C_{1i}$ 、 $C_{1q}$ とデジタル信号 $I_D$ 、 $Q_D$ との相関出力を出力し、相関検出器3 2は、コード $C_{2i}$ 、 $C_{2q}$ とデジタル信号 $I_D$ 、 $Q_D$ との相関出力を出力する。そして、相関検出器3 2は、コード $C_{ni}$ 、 $C_{nq}$ とデジタル信号 $I_D$ 、 $Q_D$ との相関出力を出力する。

【0 0 0 8】最大値判定器3 0 0は、予め、相関検出器3 1~3 nで用いた各コード $(C_{1i}, C_{1q}, \dots, C_{ni}, C_{nq})$ を記憶している。最大値判定器3 0 0は、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 nの相関出力のうち最大値を求め、上記各コード $(C_{1i}, C_{1q}, \dots, C_{ni}, C_{nq})$ のうち、上記最大値に対応するコードの識別信号（コードの番号を示す）を出力する。これにより、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードが検出され、この検出されたスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調処理に用いられる。

【0009】次に、相関検出器の詳細について説明する。ここで、相関検出器として、電力型相関検出器と同相型相関検出器といった二種類の相関検出器があり、先ず、電力型相関検出器について図6を参照して説明する。以下、コード（拡散符号）として、スクランブルコードの候補の1つであるコード（以下、コードC<sub>i</sub>、C<sub>q</sub>という）を採用した例について説明する。電力型相関検出器は、図6に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、及び、平均回路50を有する。

【0010】逆拡散回路10は、デジタル信号I<sub>p</sub>、Q<sub>p</sub>に、基地局での送信時と同位相で、コードC<sub>i</sub>、C<sub>q</sub>の複素共役信号を複素乗算する。即ち、乗算器11、12、加算器13により、実数部信号1S（=1・C<sub>i</sub>+Q・C<sub>q</sub>）を求めるとともに、乗算器14、15、加算器16により、虚数部信号Qs（=Q・C<sub>i</sub>-1・C<sub>q</sub>）を求める。そして、その他のチャネルと信号等の干渉雑音を除去するために、積分器17、18によって、それぞれ、1シンボル長積分して、逆拡散信号IL、QLを得る。

【0011】ダウンサンプリング器20aは、逆拡散信号の実数部ILを1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の実数部の積分値IWを得る。ダウンサンプリング器20bは、逆拡散信号の虚数部QLを1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の虚数部の積分値QWを得る。但し、積分値IW、QWは、パイロット信号の復調信号に相当し、当該復調信号は、伝送路中のフェージング、ノイズ等の影響を受けている。また、二乗器30aは、実数部の積分値IWを順次二乗して二乗値IW<sup>2</sup>を求め、二乗器30bは、虚数部の積分値QWを順次二乗して二乗値QW<sup>2</sup>を求める。

【0012】加算器40は、二乗値IW<sup>2</sup>と二乗値QW<sup>2</sup>とを順次加算して加算値（IW<sup>2</sup>+QW<sup>2</sup>）を求め、平均回路50は、所定シンボル数分の加算値（IW<sup>2</sup>+QW<sup>2</sup>）を平均しその平均値を相関出力として出力する。換言すれば、所定期間における積分値IW、QWの電力値（IW<sup>2</sup>+QW<sup>2</sup>）が求られ、この求められた電力値の平均値が相関出力HDとして求められることになる。

【0013】次に、同相型相関検出器の詳細について図7を参照して説明する。先ず、同相型相関検出器は、図7に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、及び、加算器90を有する。但し、図7に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、図6に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、各々、同一である。

【0014】先ず、複素共役乗算器60には、ダウンサ

ンプリング器20aの積分値IW、ダウンサンプリング器20bの積分値QW、及び、パイロット信号D<sub>p</sub>、D<sub>q</sub>が入力される。複素共役乗算器60は、積分値IW、QWに、パイロット信号D<sub>p</sub>、D<sub>q</sub>の複素共役信号を複素乗算する。すなわち、乗算器61、62、加算器63により、実数部信号IV（=IW・D<sub>i</sub>+QW・D<sub>q</sub>）を求めるとともに、乗算器64、65、加算器66により、虚数部信号QV（=QW・D<sub>i</sub>-IW・D<sub>q</sub>）を求める。なお、以下、実数部信号IV及び虚数部信号QVを、乗算信号IV、QVという。

【0015】ここで、積分値IW、QWは、上述の如く、パイロット信号の復調信号に相当し、複素共役乗算器60は、積分値IW、QWに、パイロット信号D<sub>p</sub>、D<sub>q</sub>の複素共役信号を複素乗算することにより、1シンボル毎に同相となる乗算信号IV、QVを得ることになる。すなわち、複素共役乗算器60は、積分値IW、QW（或いは、逆拡散信号IL、QL）を、定期的に同一の位相となる乗算信号IV、QV（同相信号）に変換する変換手段の役割を果たす。具体的には、1/Q平面上にて、乗算信号IV、QVは、第1象限と第4象限との境界を成すI軸（実軸）軸上に位置することになる。但し、乗算信号IV、QVは、伝送路中のフェージング、ノイズ、位相変動等の影響を受けているため、乗算信号IV、QVは、シンボル毎に位相の「ばらつき」を有する。

【0016】平均回路70aは、所定シンボル数分の乗算信号IVを平均し平均値IXを求め、平均回路70bは、所定シンボル数分の乗算信号QVを平均し平均値QXを求める。このことにより、平均回路70a、70bは、乗算信号IV、QVを所定期間に亘りベクトル平均することになる。換言すれば、平均回路70a、70bは、複素共役乗算器60とともに、逆拡散信号IL、QL（或いは、積分値IW、QW）を、同相で、所定期間に亘りベクトル平均することになる。さらに、二乗器80aは、平均値IXを二乗して二乗値IX<sup>2</sup>を求め、二乗器80bは、平均値QXを二乗して二乗値QX<sup>2</sup>を求める。加算器90は、二乗値IX<sup>2</sup>と二乗値QX<sup>2</sup>とを加算して加算値（IX<sup>2</sup>+QX<sup>2</sup>）を相関出力として出力する。

【0017】ここで、ノイズの位相はランダムに現れるため、上述の如く、平均回路70a、70bによって、乗算信号IV、QVを所定期間に亘りベクトル平均することにより、所定期間における乗算信号IV、QVのうち、ノイズ成分を相殺することができる。従って、同相型相関検出器の相関出力のうちノイズ成分を取り除き、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑える。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】ところで、CDMA通信端末においては、電源ON直後に、その発振器の発振周波数と基地局の発振器の発振周波数との同期タイミン

グを検出する同期検出回路が採用され、発振器は、上記同期タイミングに基づき発振する。発振器は、発振歪（温度変化）等の環境変化等によって、周波数変動を起こすため、CDMA通信端末では、上記周波数変動を抑制するように発振器を制御するAFC回路（自動周波数制御回路）が採用されている。

【0019】すなわち、CDMA通信端末では、電源ON直後に、同期検出回路が作動し、その後、AFC回路が作動を開始し、発振器の発振に基づいて各種処理が行われる。しかし、CDMA通信端末において、同期検出回路の作動開始後で、且つ、AFC回路の作動開始前に、上述したスクランブルコードの検出処理を行う場合、相関検出器は、周波数変動に関わらず、相関出力の精度を所定以上に保つ必要がある。

【0020】ここで、同相型相関検出器では、複素共役乗算器60は、上述の如く、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWを、1シンボル毎に、同相になるように位相回転するものの、周波数変動によって、積分値IW、QWがそのシンボル毎に位相変動を生じるとき、乗算信号IV、QVは、1シンボル毎に、同相にならず、位相の「ばらつき」が生じることになる。このような乗算信号IV、QVを、所定シンボル数分、ベクトル平均すると、mシンボル目の乗算信号IV、QVと、nシンボル目の乗算信号IV、QVとが打ち消され、相関出力（ $I \times I^* + Q \times Q^*$ ）が、その真の相関出力に比べて、極めて小さくなって、零に近い値になり得る。すなわち、同相型相関検出器では、周波数変動によって、相関出力の精度が極めて劣化することがある。

【0021】これに対して、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。ここで、相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値（ $I^2 + Q^2$ ）の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。しかし、電力型相関検出器では、積分値IW、QWのうちノイズ成分を含んだ状態で、電力値（ $I^2 + Q^2$ ）の、ひいては、相関出力HDが求められるため、ノイズ成分が大きいときには、相関出力の精度が劣化することがある。

【0022】本発明は、上記点に鑑み、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れたスペクトラム拡散受信機の相関検出器を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明においては、受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、受信信号を直交検波する直交検波手段（1a、1b）と、直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（10）と、逆拡散信号を定期的に同一位

相となる同相信号に変換する変換手段（60）と、同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（70a、70b）と、第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（80a、80b）と、逆拡散信号の電力情報を所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（30a、30b）と、第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（50）と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とに応じて相関出力を求める相関算出手段（100、110）とを有することを特徴とする。

【0024】ここで、同相信号にノイズが含まれるとき、第1の平均手段によって、ノイズを有する同相信号を、所定期間に亘りベクトル平均すると、同相信号のノイズが相殺されるため、ノイズによる第1平均手段の出力精度の劣化、ひいては、ノイズによる第1の電力算出手段の電力情報の精度の劣化を抑えうる。さらに、周波数変動によって、逆拡散信号の位相は変動するものの、逆拡散信号の振幅は変動しないため、周波数変動による第2の電力算出手段の出力の精度の劣化を抑えうるため、周波数変動による第2の平均手段の出力の精度の劣化を抑えることができる。このような第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力との双方に応じて、相関出力を求めるため、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れた相関出力を得ることができる。

【0025】具体的には、請求項2に記載の発明のように、相関算出手段は、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（100）と、係数を乗算された前記一方と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、相関出力を求める加算手段（110）とを有するようにしてもよい。

【0026】因みに、上記各手段の括弧内の符号は、後述する一実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示す一例である。

【0027】

【発明の実施の形態】図1に、本発明に係るCDMA通信端末の受信機の変換型相関検出器の一実施形態を示す。図1は、CDMA通信端末の受信機の変換型相関検出器の回路構成を示す。図1に示すように、複合型相関検出器は、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、平均回路50、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、加算器90、係数乗算器100、及び、加算器110を有する。但し、図1中、図4に示す同一符号のものは、同一物を示し、図1中、図5に示す同一符号のものは、同一物を示す。このように、本実施形態の複合型相関検出器は、電力型相関検出器と同相型検出器とを組み合わせた構成になっている。

【0028】先ず、係数乗算器100には、同相型相関

検出器の加算器90からの相関出力 ( $I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$ ) が入力される。係数乗算器100は、加算器90からの相関出力 ( $I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$ ) に係数Kを乗算し乗算結果  $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$  を求める。加算器110は、係数乗算器100の乗算結果  $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$  と、電力型相関検出器の平均回路50からの相関出力HDとが入力されて、加算器110は、乗算結果  $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$  と平均回路50からの相関出力HDとを加算して複合型相関出力を求める。

【0029】ここで、同相型相関検出器では、上述の如く、乗算信号IV、QVを所定期間に亘りベクトル平均すると、所定期間における乗算信号IV、QVのうち、ノイズ成分を相殺することができるため、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えることができる。一方、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。相関出力としては、上述の如く、所定期間の電力値 ( $I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$ ) の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度の劣化を抑えることができる。

【0030】そこで、同相型相関検出器の相関出力 ( $I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$ ) を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果  $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$  と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算することにより、複合型相関出力を求めるため、周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた複合型相関出力を得ることができる。さらに、スクランブルコードの検出にあたり、複合型相関検出器を用いることにより、高精度のコード検出を行うことができる。

【0031】以下、図5の中の相関検出器31～3nの各々に対して、図1に示す複合型相関検出器を適用して、スクランブルコードを検出するシミュレーションをした例について図2を参照して説明する。図2中の縦軸は、CDMA通信端末の発振器と、基地局の発振器との周波数のずれ (ppm) を示し、縦軸は、スクランブルコードの検出確率を示す。本シミュレーションにおいては、静特性で、且つ、 $E_b/N_0$  (ノイズ特性) は-4 dBである。累加算数としては、パイロット信号 (CPICH) の10シンボル (1スロット) が採用されている。

【0032】なお、静特性とは、フェージング、ドップラーシフトが無く、ガウス雑音だけが存在する状態である。また、累加算数は、平均回路70a、70b、50で平均処理にて用いられたシンボル数を示し、係数乗算器100の係数Kとしては「1」が採用されている (K=1)。図2に示すように、約0.1 ppm～約0.6 ppmの周波数のずれがあるときには、複合型相関器 (電力+同相) の方が、同相型相関検出器及び電力型相関検出器の双方に比べて、スクランブルコードの検

出確率が高いことが分かる。

【0033】さらに、上記実施形態では、複合型相関検出器としては、図1に示すように、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20a、20bを採用した例について説明したが、これに限らず、図3に示すように、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20aとしては、各々、同一の役割を果たすため、両ダウンサンプリング器20aのうち一方だけを採用し、両ダウンサンプリング器20bのうち一方だけを採用するようにしてもよい。これに加えて、両逆拡散回路10は、各々、同一の役割を果たすので、両逆拡散回路10のうち一方だけを採用するようにしてもよい。以上により、図3に示す複合型相関検出器では、逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bを共通利用していることになるため、回路構成を簡素化できる。

【0034】さらに、スクランブルコード等の各種相関検出の処理にあたり、図5に示すコード検出器3に代えて、図4に示すコード検出器3Aを採用して、デジタル信号1<sub>D</sub>、Q<sub>0</sub>と、スクランブルコードの候補 {C1<sub>i</sub>、C1<sub>q</sub>...Cn<sub>i</sub>、Cn<sub>q</sub>} とを時分割的に相関検出を求めるようにしてもよい。すなわち、図4に示すように、1つの相関検出器400を採用して、相関検出器410に、スクランブルコードの候補を一連順に一定期間 {例えば、10シンボル (1スロット)} 入力する。これにより、相関検出器3は、時分割で、スクランブルコードの候補を一連順に相関出力を求め、この求められた各相関出力は、メモリ420に記憶され、最大値判定420は、メモリ420から各相関出力を読み出し、図5に示す最大値判定器300と同様に、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出しその識別信号を出力する。

【0035】さらに、上記実施形態では、逆拡散回路10の逆拡散信号I<sub>L</sub>、Q<sub>L</sub>の電力情報として、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの電力値 ( $I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$ ) を採用した例について説明したが、これに限らず、積分値IW、QWの振幅 ( $I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$ )<sup>1/2</sup>を採用し、所定シンボル数分における積分値IW、QWの振幅 ( $I \cdot W^2 + Q \cdot W^2$ )<sup>1/2</sup>の平均値を、相関検出HDとして求めるようにしてもよい。この場合、加算器90の加算値 ( $I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$ ) に代えて、平均値IX、QXの振幅 ( $I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$ )<sup>1/2</sup>を採用するようにしておく。

【0036】さらに、上記実施形態では、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との複合型相関出力を求めるにあたり、同相型相関検出器の相関出力 ( $I \cdot X^2 + Q \cdot X^2$ ) を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果  $\{K \cdot (I \cdot X^2 + Q \cdot X^2)\}$  と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算する例について説明したが、これに限らず、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方に応じ

て、複合型相関出力を求めるのであれば、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方を何れの処理を成して求めるようにしてもよい。

【0037】例えば、複合型相関出力を求めるにあたり、電力型相関検出器の相関出力HDを、同相型相関検出器の相関出力 $(IX^2+QX^2)$ の補助信号として、相関出力HDに係数を乗算し、その乗算結果を同相型相関検出器の相関出力 $(IX^2+QX^2)$ に加算して、複合型相関出力を求めてもよい。

【0038】なお、本発明の実施にあたり、複合型相関器としては、CDMA通信端末、W-CDMA通信端末、若しくは、基地局等の各種相関検出の処理に適用してもよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る一実施形態の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図2】上記複合型相関器を採用してスクランブルコー

ドの検出を行うシミュレーションの結果を示す図である。

【図3】上記実施形態の変形例の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図4】コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図5】コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

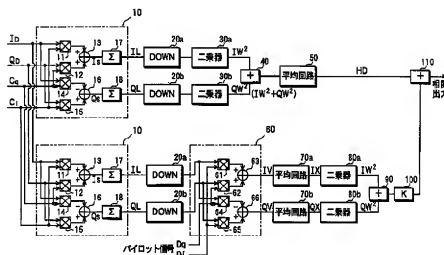
【図6】電力型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図7】同相型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

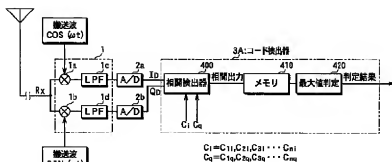
【符号の説明】

10…逆拡散回路、40…加算器、50…平均回路、60…複素共役乗算器、70a、70b…平均回路、80a、80b…二乗器、90…加算器、100…係数乗算器、110…加算器。

【図1】



【図4】

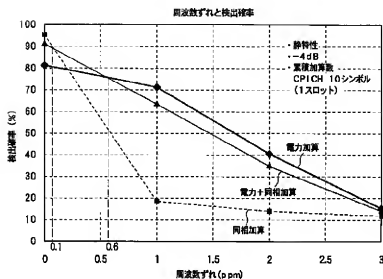


$$C_i = C_{11}, C_{21}, C_{31}, \dots, C_{n1}$$

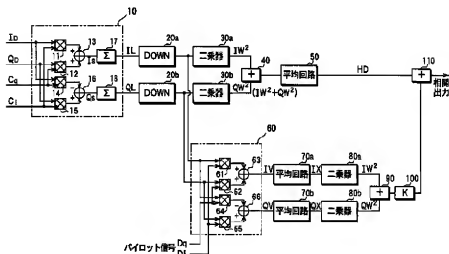
$$C_q = C_{1q}, C_{2q}, C_{3q}, \dots, C_{nq}$$



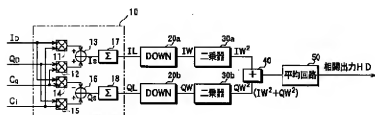
【図2】



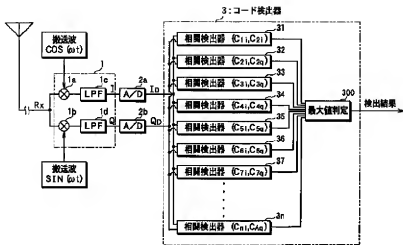
【図3】



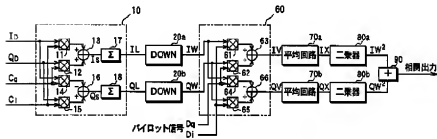
【図6】



【图 5】



【圖 7】



フロントページの続き

(72) 發明者 盛田 英之

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会社  
日本自動車部品総合研究所内

(72) 發明者 佐藤 龍哉

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31

5K052 AA01 AA12 BB02 BB15 CC06

DD04 EE17 FF32 GG19 GG20

GG45

**JP2002-204217A**

**SPREAD CODE ALLOCATING METHOD, SIGNAL TRANSMITTING METHOD, SIGNAL RECEIVING METHOD, TRANSMITTING DEVICE, RECEIVING DEVICE, AND RECORDING MEDIUM OF MOBILE COMMUNICATION SYSTEM**

Date of publication of application : 19.07.2002

Application number : 2001-341105

Applicant : NTT DOCOMO INC

Date of filing : 06.11.2001

Inventor : HANADA YUKIKO

HIGUCHI KENICHI

ABETA SADAYUKI

SAWAHASHI MAMORU

**Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To efficiently use a spread code for a downlink of a mobile communication system using a multi-carrier CDMA system.

**SOLUTION:** An information symbol is multiplied by a short code and further multiplied by a long code.

An information symbol series is copied as many times as symbols equal to the series length of the short code by information symbols and arranged on a frequency axis. Then the arranged information symbol series on the frequency axis is multiplied by the short code. Further, the information symbol series on the frequency axis multiplied by the series length N is multiplied by the long code.

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード(参考)
H 0 4 J 13/04		H 0 4 J 13/00	G 5 K 0 2 2
H 0 4 Q 7/38		H 0 4 B 7/26	1 0 9 N 5 K 0 6 7

審査請求 有 請求項の数19 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2001-341105(P2001-341105)	(71) 出願人	39202693 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(22) 出願日	平成13年11月6日(2001.11.6)	(72) 発明者	花田 山紀子 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(31) 優先権主張番号	特願2000-337993(P2000-337993)	(72) 発明者	樋口 健一 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内
(32) 優先日	平成12年11月6日(2000.11.6)	(74) 代理人	100083806 弁理士 三好 秀和 (外3名)
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

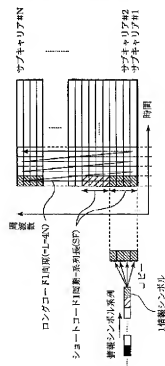
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置および記録媒体

(57) 【要約】

【課題】 マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムの下りリンクにおいて、拡散符号を効率的に使用すること。

【解決手段】 情報シンボルにショートコードを乗算し、さらにロングコードで乗算する。情報シンボル系列は、情報シンボル毎にショートコードの系列長と等しいシンボル数分コピーされ、周波数軸上に並べられる。そして、並べられた周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ショートコードの乗算を行う。さらに、周波数軸上にある系列長Nの乗算された情報シンボル系列に対し、ロングコードの乗算を行う。



#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 無線基地局が、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し拡散符号を乗算し、拡散符号の乗算された情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法であって、

1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有し、移動局を識別するために用いられるショートコードを、全ての無線基地局に共通に割り当てるステップと、

1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有し、各基地局を識別するために用いられる一つ以上のロングコードを、無線基地局の各々に個別に割り当てるステップと、

を有することを特徴とする移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法。

【請求項2】 移動通信システムにおける無線基地局からの信号送信方法であって、(a) 送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べるステップと、(b) 周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求めるステップと、(c) 前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信するステップと、

を有することを特徴とする信号送信方法。

【請求項3】 前記ステップ(b)は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項4】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記ステップ(b)は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分ほどまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項5】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記ステップ(b)は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショ

ートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向にまたは複数情報シンボル順次ステップさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項2記載の信号送信方法。

【請求項6】 移動通信システムにおける移動局での信号受信方法であって、(a) 無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信するステップと、(b) 前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求めるステップと、を有することを特徴とする信号受信方法。

【請求項7】 前記ステップ(b)は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項6記載の信号受信方法。

【請求項8】 移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置であって、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる複製部と、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める拡散部と、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する送信部と、を有することを特徴とする送信装置。

【請求項9】 前記拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項8記載の送信装置。

【請求項10】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分ほどまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項8記載の送信装置。

【請求項 11】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乘算したロングコードから周波数方向に 1 または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項 8 記載の送信装置。

【請求項 12】 移動通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置であって、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する受信部と、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める逆拡散部と、を有することを特徴とする受信装置。

【請求項 13】 前記逆拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項 12 記載の受信装置。

【請求項 14】 コンピュータを、移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置として機能させるためのコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる第一のコンピュータプログラムコードと、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1 つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと 1 つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する第三のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体。

【請求項 15】 前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項 14 記載の記録媒体。

【請求項 16】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複數分まとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項 14 記載の記録媒体。

【請求項 17】 前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乘算したロングコードから周波数方向に 1 または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする請求項 14 に記載の記録媒体。

【請求項 18】 コンピュータを、移動通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置として機能させるコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する第一のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体。

【請求項 19】 前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することを特徴とする請求項 18 記載の記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マルチキャリア C

DMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置および記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】従来から、通信者毎に割り当てられた拡散符号を用いて各通信者の識別を行うことにより、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて通信を行う符号分割多元接続（CDMA）方式が知られている。IMT-2000と呼ばれる次世代移動通信方式では、無線アクセス方式として拡散帯域が5MHz以上の広帯域直接拡散（DS）-CDMA方式（以下、「W-CDMA方式」という）が採用されている。

【0003】このW-CDMA方式の下りリンクでは、無線基地局において通信者毎に割り当てられた拡散符号であって、情報シンボル周期と同じ繰り返し周期を有するショートコードを使用して各通信者の識別を行う。一方、無線移動局ではショートコードに比べて繰返し周期が非常に長いロングコードを用いることにより各無線基地局の識別を行っている。

【0004】図1は、基地局間非同期システムおよび基地局間同期システムの下りリンクにおける従来の拡散符号割り当て方法を説明するための図である。W-CDMA方式は、図1（a）に示すように、時間同期のための外部システムを必要としない基地局間非同期システムを採用しており、ロングコードレイヤ100ではセル104、106および108をそれぞれカバーする無線基地局を識別するために、無線基地局毎に異なるロングコード#0、#1および#2を用いる。なお、ロングコードは、他セルからの信号を雑音化するという意味でスクランブルコードとも呼ばれている。

【0005】一方、W-CDMA方式と同様にIMT-2000の候補として米国で提案されたcdma2000方式あるいは従来のIS-95では、図1（b）に示すように、基地局間同期システムを実現しており、GPS116等を使用することによりロングコードレイヤ102において無線基地局110、112および114は全て共通の時間基準を有している。このシステムでは、異なるタイミングシフト#0'、#1'、#2'を与えた同一種類のロングコードを用いて無線基地局の識別を行う。

【0006】そして、IMT-2000以降の移動通信システムの無線アクセス方式として、マルチキャリアDS-SS-CDMA方式またはマルチキャリアDS-SS-SS-CDMA方式を用いて信号を送信する方法が検討されている。ここで、マルチキャリアCDMA方式とは、情報シンボルをコピーしたものを周波数軸上に並べ、その周波数軸上で拡散符号との乗算を行い、複数のサブキャリアを使用して信号を伝送する伝送方式である。このマルチキャリアCDMA方式では、複数の通信者が同一の周波数帯を用いて同時に通信を行っている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、これまでのマルチキャリアCDMA方式に関する発明は、リンクレベルでの性能評価やタイミングおよび周波数同期の検討を中心として行われていた。マルチキャリアCDMA方式においても、通信者毎に割り当てられた拡散符号を使用して通信者の識別を行うことについては従来のDS-SS-CDMA方式と同様であるにもかかわらず、従来は拡散符号の効率的な割り当て方法について検討がなされていなかった。

【0008】また、マルチキャリアCDMA方式を移動通信方式に用いる場合には、W-CDMA方式と同様に、無線基地局の識別を行う必要があるにもかかわらず、その検討が行われていないという問題があった。

【0009】本発明は、このような問題に鑑みになされたものであり、その目的とするところは、移動通信方式にマルチキャリアCDMA方式を採用した場合に、拡散符号を効率的に使用することができる移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法、信号送信方法、信号受信方法、送信装置、受信装置、および記録媒体を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、本発明は、無線基地局が、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し拡散符号を乗算し、拡散符号の乗算された情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法であって、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰返し周期を有し、移動局を識別するために用いられるショートコードを、全ての無線基地局に共通に割り当てるステップと、1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰返し周期を有し、各基地局を識別するために用いられる一つ以上のロングコードを、無線基地局の各々に個別に割り当てるステップと、を有することを特徴とする移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法を提供する。

【0011】さらに、本発明は、移動通信システムにおける無線基地局からの信号送信方法であって、（a）送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べるステップと、（b）周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求めるステップと、（c）前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信するステップと、を有することを特

徴とする信号送信方法を提供する。

【0012】また、本発明では、前記ステップ（b）は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することと特徴とする。

【0013】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記ステップ（b）は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0014】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記ステップ（b）は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0015】さらに、本発明は、移動通信システムにおける移動局での信号受信方法であって、（a）無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信するステップと、（b）前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求めるステップと、を有することと特徴とする信号受信方法を提供する。

【0016】また、本発明では、前記ステップ（b）は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することと特徴とする。

【0017】さらに、本発明は、移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置であって、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる複製部と、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期

を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数より長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める拡散部と、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する送信部と、を有することと特徴とする送信装置を提供する。

【0018】また、本発明では、前記拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することと特徴とする。

【0019】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0020】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記拡散部は、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル分順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0021】さらに、本発明は、移動通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置であって、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信された拡散情報シンボル系列を受信する受信部と、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める逆拡散部と、を有することと特徴とする受信装置を提供する。

【0022】また、本発明では、前記逆拡散部は、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することと特徴とする。



【0023】さらに、本発明は、コンピュータを、移動通信システムにおける無線基地局から信号を送信する送信装置として機能させるためのコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、送信する情報シンボル系列の各情報シンボルを複製し、複製した情報シンボルを周波数軸上に並べる第一のコンピュータプログラムコードと、周波数軸上に並べられた複製した情報シンボルに対し、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するショートコードと1つの情報シンボルを複製した数よりも長い繰り返し周期を有するロングコードを含んだ拡散符号を乗算して、前記情報シンボル系列を二重に拡散した拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列を複数のサブキャリアを用いて送信する第三のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体を提供する。

【0024】また、本発明では、前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することとを特徴とする。

【0025】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数より長い系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、ショートコード乗算済情報シンボル系列の複数分をまとめてロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0026】また、本発明では、前記ロングコードは前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し、前記第二のコンピュータプログラムコードは、ショートコードを乗算することにより、前記サブキャリアの数と等しい系列長を有し同時に送信するショートコード乗算済情報シンボル系列を求め、時間軸上の異なるショートコード乗算済情報シンボル系列の各々に乗算するロングコードを直前のショートコード乗算済情報シンボル系列に乗算したロングコードから周波数方向に1または複数情報シンボル順次シフトさせながら複数のショートコード乗算済情報シンボル系列に対してロングコードを乗算することにより前記拡散情報シンボル系列を求めることを特徴とする。

【0027】さらに、本発明は、コンピュータを、移動通信システムにおける移動局で信号を受信する受信装置として機能させるコンピュータプログラムコードを記録した記録媒体であって、該コンピュータプログラムコードは、無線基地局から複数のサブキャリアを用いて送信

された拡散情報シンボル系列を受信する第一のコンピュータプログラムコードと、前記拡散情報シンボル系列に対し、ロングコードと、ロングコードよりも系列長の短いショートコードを含んだ拡散符号を乗算し、ショートコードの系列長と等しい数の拡散符号乗算済情報シンボルを合成して、前記拡散情報シンボル系列を二重に逆拡散した逆拡散情報シンボル系列を求める第二のコンピュータプログラムコードと、を有することを特徴とする記録媒体を提供する。

【0028】また、本発明では、前記第二のコンピュータプログラムコードは、移動局を識別するために用いられ全ての無線基地局に共通に割り当てられたショートコード群の内の一つと、各基地局を識別するために用いられ無線基地局の各々に個別に割り当てられた一つ以上のロングコードの内の一つを乗算することとを特徴とする。

【0029】  
【発明の実施の形態】以下、図面を参照し、本発明の実施形態について詳細に説明する。なお、以下の説明において、「ショートコード」とは、1つの情報シンボルを複製した数と等しい繰り返し周期を有するコードであり、「ロングコード」とは、1つの前記情報シンボルを複製した数と比較して繰り返し周期が長いコードである。

【0030】本実施形態において、無線基地局によって送信される情報シンボル系列には、短周期拡散符号（ショートコード）群の中の1つと、各無線基地局に1つ以上割り当てられた長周期拡散符号（ロングコード）群のうちの1つが乗算される。

【0031】図2は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法の一例を説明するための図である。

【0032】図2（a）に示す例では、ショートコードレイヤ201において通信者（移動局）を識別するためのショートコードのセットは、無線基地局204、206および208の全てにおいて共通のものを使用する。

【0033】また、ロングコードレイヤ202において無線基地局を識別するためのロングコードは、無線基地局毎に1個ずつ異なるものを割り当てており、無線セル204についてロングコード#0を、無線セル206に対しロングコード#1を、無線セル208に対しロングコード#2をそれぞれ割り当てている。

【0034】図2（b）に示す例では、ショートコードレイヤ203において通信者（移動局）を識別するためのショートコードのセットは、全ての無線基地局210、212および214において共通のものを使用している。また、ロングコードレイヤ202において、無線基地局を識別するためのロングコードは、無線基地局毎に2個ずつ異なるものを割り当てており、無線セル210についてロングコード#0および#1を、無線セル212について#2および#3を、無線セル214につ

いてロングコード # 4 および # 5 をそれぞれ割り当てている。

【0035】このように、マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムにおいて、異なるロングコードを各基地局に割り当てることにより、前記地局で共通のショートコード群を用いることができ、拡散符号を効率的に用いることができる。

【0036】また、全基地局において同一の周波数を用いることができる（周波数繰り返しが実現できる）。

【0037】図3は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムの無線基地局において信号を伝送する際の、情報シンボルに拡散符号を乗算する方法の一例を示す図である。

【0038】図3の例では、ショートコードの系列長SFは $N/4$ であり、ロングコードの系列長Lはサブキャリア数Nの4倍、すなわち $L=4N$ である。ここで、系列長とは拡散符号の繰返し周期と同義である。また、Nは自然数である。

【0039】ショートコードの系列長SFが4の場合、N個のサブキャリアにおいて、 $N/SF=(N/4)$ 個の情報シンボルがパラレル（同時）に送信される。

【0040】 $N/SF=(N/4)$ 個の情報シンボル系列は、情報シンボル毎にショートコードの系列長と等しいシンボル数分（図3に示す例では、4個分）コピーされ、周波数軸上に並べられる。

【0041】そして、並べられた周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ショートコードの乗算を行う。さらに、乗算されて系列長Nとなった周波数軸上の情報シンボル系列に対し、ロングコードの乗算を行う。

【0042】なお、図3の例では、ショートコードを乗算する際、各情報シンボルをコピーした後、周波数軸方向に並べ、ショートコードを乗算することとしているが、各情報シンボルをショートコードで拡散した後には、ロングコードを乗算し、ロングコードが乗算された情報シンボル系列を周波数軸方向に並べる手順、または「各情報シンボルをショートコードおよびロングコードの順で拡散した後には、拡散された情報シンボル系列を周波数軸方向に並べる手順を用いてもよい。

【0043】図3に示す拡散符号を乗算する方法を用いることにより、情報シンボル系列を複製して周波数軸上に並べ、周波数軸上に並べられた情報シンボルに対しロングコードとショートコードを乗算し、複数のサブキャリアを用いて送信することにより信号を送信する方法が実現できる。

【0044】これにより、マルチキャリアCDMA方式において、従来のショートコードのみによる拡散に加えて、ロングコードを乗算することにより拡散符号の効率的な割り当てが可能となる。

【0045】図4は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムの無線基地局において

信号を伝送する際の、情報シンボルに拡散符号を乗算する方法の他の例を示す図である。

【0046】図4（a）は、ロングコードの系列長Lが、サブキャリア数Nの3倍、すなわち $L=3N$ となっている場合における拡散符号の乗算の例である。図4

（a）に示す例では、同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列の3系列分に亘ってまとめて、ロングコードの乗算を行っている。

【0047】図4（b）は、ロングコードの系列長Lがサブキャリア数Nの5倍、すなわち $L=5N$ の場合における拡散符号の乗算の例である。この例では、同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列5系列分と6系列目のサブキャリア $\#N/2$ までに亘ってまとめてロングコードの乗算を行い、次いで同時に送信される周波数軸上の情報シンボル系列の6系列目のサブキャリア $\#N/2+1$ とそれに続く情報シンボル系列5系列分までに亘ってまとめて再びロングコードの乗算を行っている。

【0048】マルチキャリアCDMA方式では、逆拡散・コヒーレント復調を行う際に、サブキャリア毎のチャネル推定値が必要となる。このチャネル推定値導出のためには、サブキャリア毎に時間方向へのパイロットシンボルの平均化が必要であるため、ロングコードの拡散パターンを時間方向に基地局ごとに異ならせたものにする必要がある。図4に示す拡散符号を乗算する方法を用いることにより、これを実現することができる。

【0049】図5は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムの無線基地局を伝送する際の、情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図である。図5に示す例では、ロングコードの系列長Lは、サブキャリア数Nに等しい値を用いる。

【0050】図5（a）は、周波数方向にロングコードの乗算を行う際、時間軸方向の異なる情報シンボル系列に乗算するロングコードの各々を順次直前のものから周波数方向に1チップ、すなわち複製された情報シンボルの1個分ずつシフトさせて乗算を行う場合の例である。

【0051】図5（b）は、周波数方向に2チップ、すなわち情報シンボル2個分ずつシフトさせて乗算を行う場合の例である。

【0052】このように、図5の例に示すような拡散符号の乗算法を用いることによって、周波数軸方向だけではなく、時間軸方向にもロングコードが乗算された形態となる。そのため、各サブキャリアにおけるチャネル推定を行うためにパイロットシンボルを時間方向に積分する際、各セルからの信号を区別でき、結果としてより高精度にチャネル推定を行うことが可能となる。

【0053】図6は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の無線通信システムにおいて用いることが可能な、（無線基地局に設けられる）送信装置の一構成例を示し、図7は、これに対応する（移動局に設けられ

る)受信装置の構成例を示す。

【0054】図6の送信装置は、送信データを生成する送信データ発生部11と、送信データを符号化する符号化部12と、符号化された送信データを変調するデータ変調部13と、符号化され変調された送信データをパイロットシンボルと多重化する多重部14と、多重部14の出力に直並列変換を施す直並列変換部15と、直並列変換部15の各出力をコピーするコピー16と、ショートコードを生成するショートコード生成器17と、コピー16の出力に対しショートコードを乗算する複数の乗算器18と、乗算器18の出力を合成する合成器20と、ロングコードを生成するロングコード生成器21と、合成器20の出力に対しロングコードを乗算する複数の乗算器22と、乗算器22から出力されるN個のサブキャリアにIFFT (Inverse Fast Fourier Transform) またはIDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 処理を施すIFFT (IDFT) 回路23と、IFFT (IDFT) 回路23の出力にGI (Guard Interval) を挿入するGI挿入部24からなる。

【0055】図6の構成において送信データ発生部11と、符号化部12と、データ変調部13と、多重部14と、直並列変換部15と、コピー16と、ショートコード生成器17と、乗算器18を含んだ部分10は複数組設けられる。

【0056】図7の受信装置は、受信信号中のシンボルのタイミングを検出するシンボルのタイミング検出部31と、受信信号からGIを除去するGI除去部32と、GI除去部32の出力にFFT (Fast Fourier Transform) 処理を施すFFT回路33と、チャンネル推定を行うチャンネル推定部34と、FFT回路33の出力に対しチャンネル推定部34の出力を乗算する複数の乗算器35と、ロングコードを生成するロングコード生成器36と、乗算器35の出力に対しロングコードを乗算する複数の乗算器37と、ショートコードを生成するショートコード生成器38と、乗算器37の出力の各ショートコード系列長S分に対しショートコードを乗算する複数の乗算器39と、乗算器39の出力の各ショートコード系列長S分を加算する加算器40と、加算器40の出力に並直列変換を施す並直列変換部41と、並直列変換部41の出力を復調するデータ復調部42と、データ復調部42の出力を復号して復元データを求める復号器43からなる。

【0057】図8は、本実施形態に係るマルチキャリアCDMA方式の無線通信システムにおいて用いることが可能な、(無線基地局に設けられる)送信装置の他の構成例を示し、図9は、これに対応する(移動局に設けられる)受信装置の他の構成例を示す。図8、図9において、図6、図7と同様の構成要素には同一の参照符号を付してある。

【0058】図8の送信装置は、図6の構成の乗算器2

2の代わりに、ショートコード生成器17の出力に対しロングコードを乗算する一つの乗算器19をショートコード生成器17と乗算器18の間に設けた点が図6と異なる。

【0059】図9の受信装置は、図7の構成の乗算器37の代わりに、ショートコード生成器38の出力に対しロングコードを乗算する一つの乗算器44をショートコード生成器38と乗算器39の間に設けた点が図7と異なる。

【0060】図6の送信装置は、図10に示すフローチャートに基づいて以下のように動作する。

【0061】まず、送信データ発生部11から入力された送信データ系列を符号化部12で符号化し、データ変調部13で変調する。そして、符号化され変調された送信データ系列にパイロットシンボルを多重部14で多重化し、直並列変換器15で直並列変換される(ステップS1)。直並列変換されたN/SF個の情報シンボルの系列の各情報シンボルは、コピー16でショートコードの系列長(チップ長)と等しいシンボル数分コピーされ、これらのコピーが周波数軸上に並べられて、第一の情報シンボル系列が得られる(ステップS2)。

【0062】次に、周波数軸上に並べられた第一の情報シンボル系列に対し、乗算器18でショートコードが乗算されて、第二の情報シンボル系列が得られる(ステップS3)。

【0063】次に、周波数軸上のショートコードが乗算された系列長Nの第二の情報シンボル系列が合成器20で合成され、合成された第二の情報シンボル系列に対し、乗算器22でロングコードが乗算されて、第三の情報シンボル系列が得られる(ステップS4)。

【0064】次に、ロングコードが乗算された系列長Nの第三の情報シンボル系列をIFFT回路23とGI挿入部24に入力して、N個のサブキャリアを有する直交マルチキャリア信号が得られる。これらの直交マルチキャリア信号が複数のキャリアを用いて送信される(ステップS5)。

【0065】図8の送信装置を用いる場合には、ステップS3とS4が統合、されて第一の情報シンボル系列に対してショートコードとロングコードの両方が乗算されることになる。

【0066】図7の受信装置は、図11に示すフローチャートに基づいて以下のように動作する。

【0067】まず、シンボルのタイミング検出部31でシンボルのタイミング(FFTタイミング)が検出され、GI除去部32でGIを除去し、得られた信号をFFT回路33でサブキャリア成分に分離する(ステップS11)。そして、チャンネル推定部34で各サブキャリアのチャネル変動値を推定し、乗算器35でチャネル変動を相補する(ステップS12)。

【0068】次に、各サブキャリアにおけるチャネル変

動を補償されたシンボルに対し、乗算器37でロングコードをサブキャリア方向に乗算し(ステップS13)、ロングコードが乗算されたシンボルに対し、乗算器39で対応するショートコードをサブキャリア方向に乗算する(ステップS14)。そして、ショートコードの系列長(チップ長)Sf個分のシンボルが加算器40で加算されて、逆拡散されたシンボルが得られる(ステップS15)。

【0069】次に、逆拡散されたシンボルは並直列変換器41で並直列変換され(ステップS16)、得られた信号がデータ復調部42で復調され復号器43で復号されて、復元データが得られる(ステップS17)。

【0070】図9の受信装置を用いる場合には、ステップS13とS14が統合されて、チャネル変動補償された各サブキャリアのシンボルに対してショートコードとロングコードの積が乗算されることになる。

【0071】図6や図8の送信装置および図7や図9の受信装置において、ロングコード生成器はロングコードを様々な方法で生成することができる。

【0072】例えば、図4に示す拡散符号の乗算法を用いる場合には、ロングコード生成器はシステムで使用する全てのロングコードをメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードをメモリから読み出す。あるいは、ロングコード生成器はロングコードを生成するための計算式をメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードを生成するための計算式をメモリから読み出して、読み出した計算式に基づいてそのロングコードを生成する。

【0073】同様に、図5に示す拡散符号の乗算法を用いる場合には、ロングコード生成器はシステムで使用する全てのロングコードをメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードをメモリから読み出し、読み出したロングコードをシフト器でシフトさせる。あるいは、ロングコード生成器はロングコードを生成するための計算式をメモリに記憶させておき、データ送信時にデータ送信に使用するロングコードを生成するための計算式をメモリから読み出して、読み出した計算式に基づいてそのロングコードを生成し、生成したロングコードをシフト器でシフトさせる。

【0074】なお、上述した実施形態における送信装置の処理手順や受信装置の処理手順をプログラムとして例えばCDやFDなどの記録媒体に記録して、この記録媒体をコンピュータシステムに組み込んだり、または記録媒体に記録されたプログラムを通信回線を介してコンピュータシステムにダウンロードしたり、または記録媒体からインストールし、該プログラムでコンピュータシステムを動作させることにより、信号送信方法や信号受信方法を実施する装置として機能させることができる。

【0075】また、本発明は、上述した実施形態に限定されるものではなく、その技術的範囲において種々変形

して実施することができる。

【0076】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係るマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムでは、ユーザを識別するためのユーザ識別コード(拡散符号)に加え、セルを識別するためのセル固有のロングコードで二重に拡散する。具体的には、サブキャリア数と等しいかそれより長い繰返し周期を有するロングコードを使用する。

【0077】またロングコードを周波数方向にシフトさせて乗算することにより、周波数方向のみでなく、時間方向にもロングコードの乗算を実現することができ、これにより、各サブキャリアにおけるチャネル推定のために行なうパイロットシンボルの時間方向への積分において、各セルからの信号を区別することができるようになる。

【0078】従って、本発明によれば、マルチキャリアCDMA方式を用いた移動通信システムの下りリンクにおいて、拡散符号を効率的に割り当てることができる。

【0079】また、情報シンボル系列を周波数域方向に拡散するマルチキャリアCDMA方式において、チャネル推定精度を向上できるとともに、無線基地局の識別が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】基地局間非同期システム、基地局間同期システムの下りリンクにおける従来の拡散符号割り当て方法を説明するための図。

【図2】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける拡散符号割り当て方法の一例を説明するための図。

【図3】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の一例を示す図。

【図4】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図。

【図5】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での情報シンボルと拡散符号との乗算方法の他の例を示す図。

【図6】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での送信装置の構成例を示すブロック図。

【図7】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける移動局での受信装置の構成例を示すブロック図。

【図8】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける無線基地局での送信装置の他の構成例を示すブロック図。

【図9】本発明の一実施形態におけるマルチキャリアCDMA方式の移動通信システムにおける移動局での受信装置の他の構成例を示すブロック図。

【図10】図6または図8に示す送信装置による信号送信の処理手順を示すフローチャート。

【図11】図7または図9に示す受信装置による信号受信の処理手順を示すフローチャート。

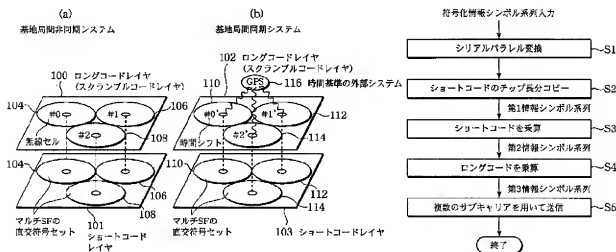
【符号の説明】

- 100, 102, 200, 202 ロングコードレイヤ  
101, 103, 201, 203 ショートコードレイヤ  
104, 106, 108, 110, 112, 114, 204, 206, 208, 210, 212, 214 無線セル  
11 送信データ発生部  
12 符号化器  
13 データ変調部

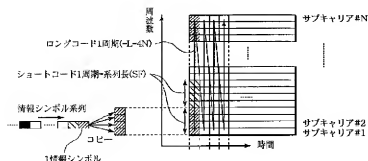
- 14 多重部  
15 直並列変換部  
16 コピー  
17, 38 ショートコード生成器  
18, 19, 22, 35, 37, 39, 44 乗算器  
20 合成器  
21, 36 ロングコード生成器  
23 IFFT (IDFT) 回路  
24 GI挿入部  
31 シンボルタイミング検出部  
32 GI除去部  
33 FFT回路  
34 チャンネル推定部  
40 加算器  
41 並直列変換部  
42 データ復調部  
43 復号器

【図1】

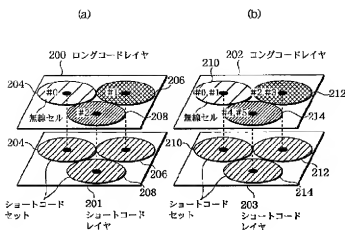
【図10】



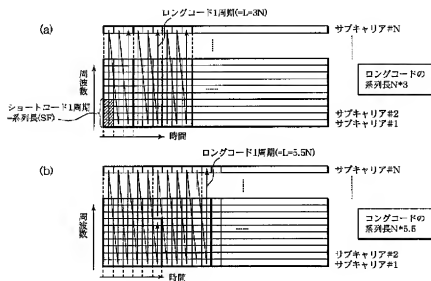
【図3】



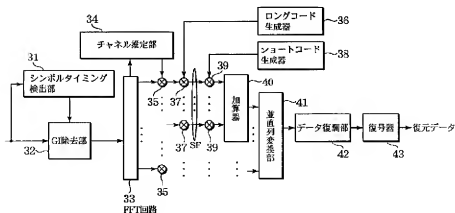
【図2】



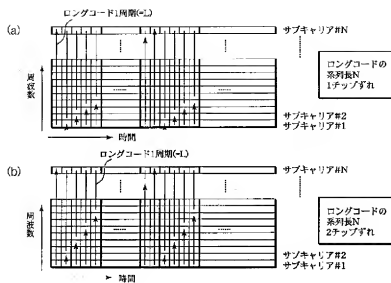
【図4】



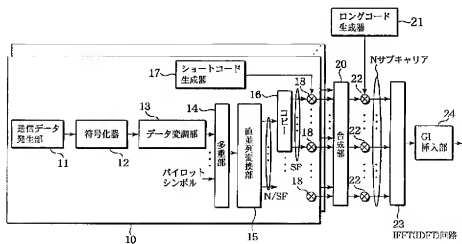
【図7】



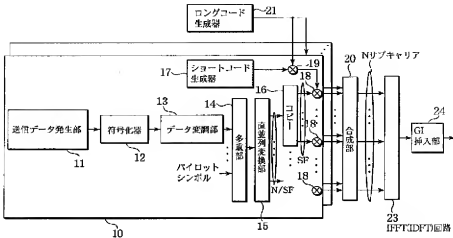
【図6】



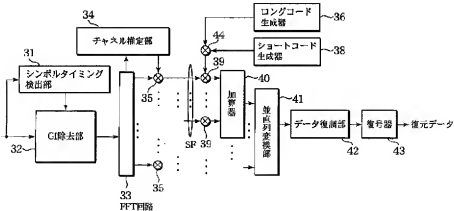
【図6】



【图8】

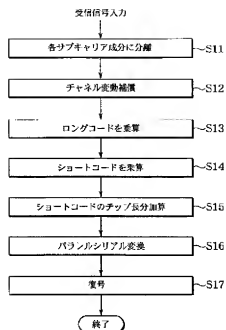


【图9】





【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 安部田 貞行  
東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株  
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

(72)発明者 佐和橋 衛  
東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株  
式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE11 EE21 EE31  
5K067 CC10 DD17 DD19 EE02 EE10  
HH21 HH36

A data rate detecting device detects a data rate for a received signal based on a variation of the energy for the respective received signals between the two adjacent intervals upon failure to receive information about the data rate, and performs channel decoding of the detected data rate information. First, the data rate detecting device divides an interval defined as between a lowest and highest one of a plurality of given data rates into  $m$  discriminating intervals. Then, the device calculates a difference between an average energy of received signals up to an  $i$ 'th discriminating interval and an average energy of received signals for an  $(i+1)$ 'th discriminating interval, wherein  $i$  is an integer is less than  $m$ . If the difference between the average energies is greater than or equal to a threshold value, the device determines that the received signal in the  $(i+1)$ 'th discriminating interval is transmitted at a data rate corresponding to the  $i$ 'th discriminating interval.

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

データレート\* (参考)

H 0 4 Q 7/38

H 0 4 B 7/26

1 0 9 B 5 K 0 2 2

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A 5 K 0 6 7

審査請求 有 予備審査請求 未請求(全 24 頁)

(21)出願番号 特願2001-509182(P2001-509182)

(36) (22)出願日 平成12年7月8日(2000.7.8)

(85)翻訳文提出日 平成13年3月2日(2001.3.2)

(86)国際出願番号 P C T / K R 0 0 / 0 0 7 4 0

(87)国際公開番号 W O 0 1 / 0 0 5 0 6 7

(87)国際公開日 平成13年1月18日(2001.1.18)

(31)優先権主張番号 1 9 9 9 / 2 8 3 2 1

(32)優先日 平成11年7月8日(1999.7.8)

(33)優先権主張国 韓国 (K R)

(71)出願人 サムスン エレクトロニクス カンパニー  
リミテッド大韓民国 キョンギード スオン市 バル  
グルーク マエタン・ドン 416

(72)発明者 ベオン・ジョ・キム

大韓民国 キョンギード・463-500・ソン  
ナム・シ・ブンタン・グ・クミードン・ム  
ジガエマエウル・#201

(72)発明者 ミン・ゴ・キム

大韓民国 キョンギード・442-470・スウ  
オン・シ・バルタル・グ・ヨウントン・ド  
ン・973-3

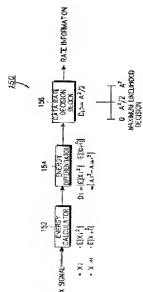
(74)代理人 弁理士 志賀 正武 (外1名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 移動通信システムにおけるデータレート検出装置及び方法

(57)【要約】

データレート検出装置は、データレートに関する情報を受信できなかった場合、隣接する2つの区間での各受信信号に対するエネルギーの変化量に従って受信信号のデータレートを検出し、その検出されたデータレート情報のチャンネル復号化の動作を遂行する。まず、データレート検出装置は、予め設定された複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間をm個の区分区間に分ける。その後、mより小さい整数1に対して、i番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと(i+1)番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの間の差分値を計算する。もしも、平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいと同じである場合、i番目区分区間に対応するデータレートで前記(i+1)番目区分区間での受信信号が伝送されることを判断する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 予め設定された複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を $m$ (ここで、 $m$ は整数)個の区分区間に分けるステップと、

前記 $m$ より小さい整数  $i$  に対して、 $i$  番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと  $(i+1)$  番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの差分値を計算し、前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じであるとき、前記  $i$  番目区分区間に対応するデータレートで前記  $(i+1)$  番目区分区間における受信信号が伝送されることを判断するステップと

を含むことを特徴とする移动通信システムにおけるデータレート検出方法。

【請求項2】 前記しきい値が前記  $i$  番目区分区間までの受信信号の送信電力レベル( $A$ )であるとき、 $A^2/2$ として定められる請求項1記載の前記方法。

【請求項3】 所定の複数のデータレートのうち一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間のいずれか1つのデータレートとして定められる区間を $m$ 個の区分区間に分けて、前記 $m$ は整数である移动通信システムにおけるデータレート検出装置において、

前記 $m$ より小さい整数  $i$  に対して、 $i$  番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと  $(i+1)$  番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとを計算するエネルギー計算器と、

前記  $i$  番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと前記  $(i+1)$  番目区分区間における平均エネルギーとの間の差分値を計算するエネルギー差分器と、

前記エネルギー差分器で計算された平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいとき、前記  $i$  番目区分区間に対応するデータレートを前記  $(i+1)$  番目区分区間で受信信号に対するデータレートとして決定するデータレート決定器とを含むことを特徴とする前記装置。

【請求項4】 前記しきい値が前記  $i$  番目区分区間までの受信信号の送信電力レベル( $A$ )であるとき、 $A^2/2$ として定められる請求項3記載の前記装置。

【請求項5】 可変的にサービス可能な複数のデータレートに対する情報を以前に基地局が移動局に提供し、前記移動局が前記複数のデータレートのうちの

いずれか1つのデータレートを受信信号に対するデータレートとして検出する移動通信システムにおけるデータレート検出方法において、

(a) 前記複数のデータレートのうちの一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間のいずれか1つのデータレートとして定められる区間を $m$ (ここで、 $m$ は整数)個の区分区間に分けるステップと、

(b) 前記 $m$ 個の区分区間のうち、最初区分区間に対応する受信信号の平均エネルギーを求めるステップと、

(c) 前記最初区分区間の次の第2区分区間に対応する受信信号の平均エネルギーを求めるステップと、

(d) 前記ステップ(b)及び(c)から求められた平均エネルギー間の差分値を計算するステップと、

(e) 前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、前記第2区分区間における受信信号が前記最初区分区間における受信信号に対応するデータレートで伝送されることを推定するステップと、または、前記平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいか同じである場合、前記最初区分区間を次の区分区間として設定するステップと

を含み、前記差分値がしきい値を超過するときまで、前記設定された区分区間までの受信信号に対する前記ステップ(b)乃至ステップ(e)を反復的に遂行することを特徴とする前記方法。

## 【発明の詳細な説明】

### 【０００１】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、移動通信システムに対してチャンネル信号受信装置及び方法に関し、特に、受信信号のデータレートを検出する装置及び方法に関する。

### 【０００２】

#### 【従来の技術】

一般的に、符号分割多重接続（Code Division Multiple Access; 以下、“CDMAシステム”と称する）移動通信システムは、音声を中心とする従来の移動通信規格から発展し、音声のみならず高速データの伝送が可能なIMT-2000規格に発展してきた。前記IMT-2000規格では、高品質の音声、動画像、及びインターネット検索などのサービスが可能である。前記CDMA移動通信システムで移動局と基地局との間に提供された通信リンクは、一般的に、基地局から端末機へ向く順方向リンク（DL; Down link）と、反対に移動局から基地局へ向く逆方向リンク（UL; Up link）とから区別される。

### 【０００３】

順方向リンクまたは逆方向リンクへ音声やデータを伝送する場合、これらのデータレート(Data Rate)は、サービスの種類に従って一定時間、例えば10msごと動的に変動される。このとき、データレートに関する情報が一般的に受信器へ伝送されて復号のとき利用される。しかし、実質的に、受信器がデータレートに関する情報を受信できなかった場合、前記受信器は、送信器から送信された受信信号のレートを分析することによって検出しなければならない。前記受信器が受信信号からデータレートを検出できない場合に遂行される前記のような手続きは、いわゆる、“ブラインドレート検出(BRD; Blind Rate Detection)”と呼ばれる。

### 【０００４】

下記では、順方向エラー訂正(FEC; Forward Error Correction)のために畳み込みコード(Convolutional Code)を使用して音声を送信する場合に遂行される従来の技術に従うBRD動作が説明される。

まず、受信器(すなわち、移動局)が送信器(すなわち、基地局)をサービスするために使用する音声データのデータレートの集合が $R=[R_1, R_2, \dots, R_n]$ と仮定する。前記データレートの集合は、レートが増加する順に並べられてい。送信器で報告された実際データレート $R_n$ を検出するために、受信器は、一番低いデータレート $R_1$ からデータに対するビタビ復号化(Viterbi decoding)を遂行した後、CRC(Cyclic Redundancy Codes)を検査する。もしも、 $R_1$ に対するCRC検査の結果が良好な状態(“good”)であると、 $R_n-R_1$ である確率が非常に高いので、 $R_n$ は $R_1$ になるように実際送信されたデータレートとして判定される。これと異なり、 $R_n$ に対するCRC検査の結果が不良の状態(“bad”)であると、受信器は、次のデータレート $R_2$ までの追加的なデータに対して、すなわち、データレート( $R_2-R_1$ )でビタビ復号化を遂行してCRCを検査する。このとき、BRD動作の誤り(False alarm)確率を減少させる方法として、受信器は、CRC検査の以外に追加的にビタビ復号化のための内部メトリック(metric)を検査する方法がある。

#### 【0005】

前述したように、受信器は、畳み込み符号化された音声データのレートを検出するために優先的にビタビ復号を遂行し、その後、CRC検査を行うことによって、BRD動作を遂行するようになる。しかし、このようなBRD動作をターボコード(Turbo Code)を使用してデータを伝送する場合も、そのまま適用することは容易でない。その理由は、ターボ復号化器(Turbo Decoder)は、ビタビ復号化器とは異なり、内部ターボデインターリーバー(internal turbo de-interleaver)を含んでおり、このとき、デインターリーバーの種類はデータレートごと異なるからである。具体的に言えば、所定のデータレートでのCRC検査の結果が不良の場合、ターボ復号化器は、次のデータレートに対するCRCを検査するために、一番目データレートからデータ復号化過程を反復しなければならない。反面に、ビタビ復号化器は、ただ、次のデータレートまでの追加的なデータを読み込んだ後、前記読み込んだデータに対する復号化を遂行すればよい。BRD動作がターボ復号化器に不適な他の理由は、通常ターボ復号化の動作が反復的(iterative)に行われ、このとき、1つのデータレートでの最大反復復号の数は、一般

的に8〜12程度になるからであり、これに従って復号器の複雑度を増加させ、すべてのデータレートに対するCRC検査のために反復符号化が遂行されるとき、かなり長い遅延時間を必要とする。

#### 【0006】

##### 【発明が解決しようとする課題】

従って、本発明の目的は、移動通信システムでデータレートに関する情報を受信できなかったとき、受信信号からデータレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

本発明の他の目的は、ターボ符号化されたデータレートに関する情報を受信できなかったとき、データレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

#### 【0007】

本発明のまた他の目的は、畳み込み符号化またはターボ符号化されたデータを伝送する間、受信されないデータレートを検出する装置及び方法を提供することにある。

本発明のさらに他の目的は、データレートに関する情報を受信できなかったとき、データレートを検出する動作の複雑度を減少させる装置及び方法を提供することにある。

#### 【0008】

前記のような目的を達成するために、本発明は、データレートに対する情報を受信できなかった場合、隣接する2つの区間での各受信信号に対するエネルギーの変化量に従って受信信号のデータレートを検出し、前記検出されたデータレート情報のチャンネル復号化の動作を遂行するデータレート検出装置を提供する。

本発明に従うデータレート検出装置は、まず、所定の複数のデータレートのうち、一番小さいデータレートと一番大きいデータレートとの間の1つのデータレートとして定められる区間を $m$ 個の区分区間に分ける。その後、前記装置は、前記 $m$ より小さい整数 $i$ に対して、 $i$ 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーと $(i+1)$ 番目区分区間における受信信号の平均エネルギーとの間の差分値を計算する。もしも、平均エネルギー間の差分値がしきい値より大きいと同じであ



る場合、前記装置は、前記  $i$  番目区分区間に対応するデータレートで前記  $(i + 1)$  番目区分区間での受信信号が伝送されることを判断する。

【0009】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に従う好適な実施形態を添付図面を参照しつつ詳細に説明する。下記説明において、関連した公知機能または構成に対する具体的な説明が本発明の要旨をばやかさないようにするために詳細な説明は省略する。

【0010】

図1は、本発明に従うデータレート検出器を含む移動通信システムにおける移動局受信器の復号器の構成を示す概略的なブロック図である。本発明は、UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)、CDMA 2000などのようなCDMA移動通信システムに適用されられる。

【0011】

図1を参照すると、デインターリーバー110は、受信信号をデインターリービングしてデインターリービングされた信号(シンボル)  $X_k$  を生成する。不連続伝送(DTX: Discontinuous Transmission)ビット抽出器120は、前記デインターリービングされた信号  $X_k$  から移動通信システムの不連続伝送モードのとき、基地局が送信した不連続伝送モードを示すビットを抽出する。データレート検出器150は、前記デインターリーバー110によってデインターリービングされた受信信号(シンボル)  $X_k$  の可変データレートを検出し、結果的に、データレートに関する情報を受信できない場合受信されたデータのレートを検出する。前記データレート検出器150は、隣接する2つの区間における各受信信号に対するエネルギーの変化量を検出し、その検出結果に従って受信信号のデータレートを検出する。前記データレート検出器150によって検出されたデータレートに関する情報は、前記レート整合器130及びチャンネル復号器140へ提供される。レート整合器130は、デインターリービングされたシンボルを受信して穿孔(puncturing)の逆過程であるシンボル挿入(symbol insertion)及び反復(repetition)の逆過程であるシンボル結合(symbol combining)を遂行してレートマッチング(Rate matching)されたシンボルを生成する。チャンネル復号器(channel de

coder) 140は、前記レート整合器130から出力されるレートマッチングされたシンボルを復号化する。このようなチャンネル復号器140は、畳み込み復号化器(Convolutional decoder)またはターボ復号化器で具現されられる。前記レート整合器130及びチャンネル復号器140は、前記データレート検出器150から提供されるデータレート情報を利用してレートマッチング動作及びチャンネル復号化動作を遂行する。

#### 【0012】

図2は、図1に示したデータレート検出器150によって遂行された本発明に従うデータレート検出動作を説明するための図である。

まず、図2に示すように、移動局の受信器で受信されるシンボル数が時間に従って $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ 、及び $R_5$ の順序で可変されたと仮定する。各区間(例えば、毎10msec)別にシンボル数が可変されたことは、結局、データレートが可変されたことを意味する。従って、下記でシンボル数とデータレートが混用されて使用されても、これらは、実質的に同一なものを意味するという事実留意しなければならない。

#### 【0013】

図2は、基地局の送信器が区間1～4ではデータを正確に伝送するが、区間4～5ではデータが伝送できない場合を示す。区間1～4で伝送されたデータシンボルは、図1に示したデインターリーバー110によってデインターリービングされた後、DTXビット抽出器120の内部に備えられたバッファに貯蔵される。前記区間4～5で、基地局送信器は、不連続伝送モードで不連続ビット(DTX bits)を伝送する。このような不連続的な伝送区間で、基地局送信器は、送信電力をオフさせ、実際、前記区間では、AWGN(Additive White Gaussian Noise)のみが存在する。そこで、不連続シンボルが伝送された区間5でデータレートは $R_4$ である。このように、本発明は、実質的にデータの伝送のない区間のように、データレートに対する情報が伝送されない区間でデータが存在するか否かを把握することにより、結果的に、データレートを検出することを基本的な原理とする。

#### 【0014】

本発明に従ってデータレートを検出する原理をより具体的に説明すると、次のようである。

説明の便宜のために、2つのデータレート $R_1$ 及び $R_2$ が存在すると仮定する。このような場合、データレートに関する情報の受信なく、信号がデータレート $R_1$ または $R_2$ のどちらかによって伝送されるかを判断するために、下記数式を利用して計算される。ビット位置1からビット位置 $R_1$ まで受信された信号を $X_1$ とし、ビット位置 $(R_1+1)$ からビット位置 $R_2$ まで受信された信号を $X_2$ とすると、各信号 $X_1$ 及び $X_2$ は下記数式1で表現される。

(数式1)

$$X_1 = A_1 \times a_1 + n_1$$

$$X_2 = A_2 \times a_2 + n_2$$

【0015】

数式1で、 $A_1$ 及び $A_2$ は、基地局送信器から送信されて移動局受信器へ受信された信号の送信電力レベルを示し、信号が存在する場合は $A$ となり、DTXの場合は“0”となる。 $a_1$ 及び $a_2$ は、レーリランダム変数(Rayleigh Random Variable)として、確率関数 $p(a_1) = 2 \times a_1 \times \exp(-a_1^2)$ 、または $p(a_2) = 2 \times a_2 \times \exp(-a_2^2)$ を有する。 $n_1$ 及び $n_2$ はAWGNランダム変数として、平均“0”及び分散(Variance) $\sigma^2$ を有する。もしも、伝送チャンネルの雑音分散が $\sigma^2$ と仮定すると、受信信号の区間別エネルギー(電力)は、下記数式2のように計算される。

(数式2)

$$E\{X_1^2\} = A_1^2 + \sigma^2$$

$$E\{X_2^2\} = A_2^2 + \sigma^2$$

【0016】

前記各受信信号 $X_1$ のエネルギー $E\{X_1^2\}$ 及び $X_2$ のエネルギー $E\{X_2^2\}$ を差分した結果 $D_1$ は、下記数式3のようになる。

(数式3)

$$D_1 = |E\{X_1^2\} - E\{X_2^2\}| = |A_1^2 - A_2^2|$$

【0017】

前記数式3で、 $A_1^2=A_2^2$ であれば、受信信号 $X_1$ 及び $X_2$ に対するエネルギーの差分結果 $D_1$ は“0”になる。これとは異なり、データが伝送されないDTXの場合、 $A_2^2=0$ であれば、受信信号 $X_1$ 及び $X_2$ のそれぞれに対するエネルギーの差分結果 $D_1$ は、“ $A_1^2$ ”になる。すなわち、 $R_2$ が実際伝送されたデータレートであるとして、 $D_1$ はほとんど“0”になり、 $R_1$ が実際伝送されたデータレートであると $D_1$ はほとんど“ $A_1^2$ ”になる。

#### 【0018】

前述した数式において、レーリーランダム変数の確率関数 $p(a_1)$ 及び $p(a_2)$ に無関係に、2次確率特性である平均偏差 $\sigma^2$ のみ分かれば、前記数式の適用が可能であろう。もちろん、このようなランダム変数が時間的に可変(time varying)でないと仮定した場合である。参考に、各受信信号の区間別エネルギーが測定できると、受信信号のエネルギーの差分結果 $D_1=|E\{X_1^2\}-E\{X_2^2\}|$ が容易に測定できる。前記 $D_1$ を得るために一番重要な変数は、平均エネルギー値を得るための十分なデータの累積であるといえる。最小データレート $R_1$ が32kbp/sの場合、すなわち、全体10msecフレーム区間で伝送されたデータが320ビット以上の場合に正確なデータレートが判断できる。

#### 【0019】

前述したようなデータレート検出動作を一般化すると次のようである。

まず、サービス可能なデータレートの集合を増加する順に並べ、これを $R=\{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ と仮定する。このようなサービス可能なデータレートに関する情報は、呼設定(call setup)のとき、基地局が移動局へ提供するいわゆるTFS(Transport Format Set)と呼ばれる情報として、移動局に与えられる情報である。このように、 $n$ 個の複数のデータレートに関する情報が与えられると、一番大きいデータレート $R_n$ によって1つの区間が割り当てられ、前記一番大きいデータレートを除外した残りのデータレートによっても $(n-1)$ 個の区間が割り当てられる。前記一番大きいデータレート $R_n$ によって割り当てられる区間との差別化のために、前記一番大きいデータレートを除外した残りのデータレートによって定められる区間を区分区間であると定義できる。このとき、各区分区間での受信信号のデータレートの検出が可能である。一例として、 $i$ 番目区分区間まで

の受信信号の平均エネルギーを求め、 $(i+1)$ 番目区分区間までの受信信号の平均エネルギーを求めた後、求められた平均エネルギーを減算して、前記減算結果値と予め設定されたしきい値とを比較することにより、 $(i+1)$ 番目区間における受信信号のデータレートが検出できる。

【0020】

$(i+1)$ 番目区間における受信信号のデータレートを検出する動作を説明すると、下記のようなものである。 $i$ 番目区間まで受信された信号を $X_i$ と仮定するとき、前記受信信号 $X_i$ は下記数式4のように定義される。

(数式4)

$$X_i = A_i \times a_i + n_i$$

【0021】

前記数式4で、 $A_i$ は、基地局送信器の送信電力レベルとして、信号が存在する場合は $\pm A$ であり、信号が存在しないDTXの場合は“0”になる。上から定義したように、 $a_i$ 及び $n_i$ のそれぞれは、レーリランダム変数及びAWGNランダム変数を示す。式3を適用すると、1から $n$ までの $i$ に対して下記式5のような判断条件を下すことができる。下記数式5は、 $i$ 番目区間まで受信された信号を $X_i$ とし、 $i$ 番目区間から $(i+1)$ 番目区間まで受信された信号を $X_{i+1}$ であると仮定するとき、各受信信号に対するエネルギー $E\{X_i^2\}$ 及び $E\{X_{i+1}^2\}$ の差分結果を示す。

(数式5)

$$D_i = |E\{X_i^2\} - E\{X_{i+1}^2\}| = |A_i^2 - A_{i+1}^2|$$

【0022】

前記数式5で、 $(i+1)$ 番目区間までデータが継続して伝送される場合、すなわち、 $A_i^2 = A_{i+1}^2$ であれば $D_i$ は“0”になる。これとは異なり、 $i$ 番目区間まではデータが伝送されたが、 $i$ 番目区間から $(i+1)$ 番目区間までデータが伝送されないDTXの場合、すなわち、 $A_{i+1}^2 = 0$ であれば、 $D_i$ は“ $A_i^2$ ”になる。従って、不連続伝送DTXが行われる間、すなわち $A_{i+1}^2 = 0$ であれば、最初のインデックス $i$ を探した後、このときの $R_i$ を基地局送信器が伝送した実際データレートと判断できる。

【0023】

図3は、図1に示した本発明に従うデータレート検出器150の構成を示す概略的なブロック図であって、前記データレート検出器150は、エネルギー計算器152、エネルギー差分器(Energy Differentiator)154、及びデータレート決定器(Data Rate Decision Block)156とから構成される。

【0024】

図3を参照すると、エネルギー計算器152は、i番目区間までの受信信号 $X_i$ に対してエネルギー $E_i$ を求め、i番目区間から(i+1)番目区間までの受信信号 $X_{i+1}$ に対してエネルギー $E_{i+1}$ を求める。すなわち、前記エネルギー計算器152は、i番目区間までの受信された信号及び(i+1)番目区間までの受信された信号を累算して各受信信号 $X_i$ 及び $X_{i+1}$ に対するエネルギー $E_i$ 及び $E_{i+1}$ を計算する。このとき、下記式6のような計算を遂行することによって各受信信号に対するエネルギーを求めることができる。下記数式6は、受信信号 $X_{i-1}$ に対するエネルギー $E_{i-1}$ を計算するのに使用される。

【0025】

【数1】

(数式6)

$$E_{i+1} = \frac{1}{R_{i+1} - R_i} \sum_{k=R_i}^{R_{i+1}} X_k^2 dk$$

エネルギー差分器154は、前記数式6のように求められるi番目区間でのエネルギー $E\{X_i^2\}$ と、(i+1)番目区間でのエネルギー $E\{X_{i+1}^2\}$ との差である $D_i$ を求める。前記数式3及び数式5に示したように、エネルギー $E\{X_i^2\}$ と $E\{X_{i+1}^2\}$ との差異は、送信電力レベルの2乗の差異として示すことができる。すなわち、 $D_i$ は、i番目区間での受信信号の送信電力レベルの2乗 $A_i^2$ と、(i+1)番目区間での受信信号の送信電力レベルの2乗 $A_{i+1}^2$ との差異として示すことができる。データレート決定器156は、前記エネルギー差分器154によって求められたエネルギー差 $D_i$ を利用して伝送されたデータレートを決定する。前記求められた $D_i$ が前記数式5のように一定の値 $A_i^2$ であれば、前記データレ

ート決定器156は、i番目区間でのデータレート $R_i$ を現在伝送されたデータレートとして決定する。

【0026】

しかし、実際チャンネル探検を考慮すると、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 $D_i$ が正確に“0”または $A_s^2$ になる場合はほとんどないであろう。すなわち、エネルギー差 $D_i$ それ自体が1つの確率変数になり、 $D_i$ の条件付きの平均は、

【数2】

$$E\{D_i | A_i^2 = A_{i+1}^2\} = 0$$

及び

【数3】

$$E\{D_i | A_i^2 \neq A_{i+1}^2\} = A^2$$

を満足させる。従って、データレート決定器156は、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 $D_i$ と所定のしきい値(Threshold Value)とを比較した後、その比較結果に従ってデータレートを決定する。特に、前記データレート決定器156は、隣接する2つの区間におけるエネルギー差 $D_i$ が前記しきい値より小さいか同じである場合、以前区間であるi番目区間のデータレート $R_i$ を現在区間のデータレートとして決定する。前記しきい値は、最大尤度(ML; Maximum Likelihood)原理に従って“0”及び $A_s$ の中間値である $A^2/2$ として設定される。ここで、 $A$ は、基地局送信器から受信された信号の送信電力レベル、 $A^2/2$ は受信信号の送信電力レベルの2乗の半分である。前記データレート決定器156によって決定されたデータレートに関する情報は、図1に示したように、レート整合器130及びチャンネル復号器140へ提供される。

【0027】

図4及び図5は、図3に示したようなデータレート検出器150によって遂行される前記数式を利用したデータレート検出動作に従うフローチャートである。図4は、隣接する2つの区間であるi番目区間と、(i+1)番目区間での受信信

号に対するエネルギーを計算して  $(i+1)$  番目区間でのデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。図5は、 $i$  番目区間でのデータレートを検出する一般的な動作を示すフローチャートである。

#### 【0028】

図4を参照すると、反復 (iteration) するたび隣接する2つの区間におけるエネルギー差  $D_i$  を求めた後、前記エネルギー差  $D_i$  がしきい値  $A^2/2$  と比較する。このとき、前記エネルギー差  $D_i$  が前記しきい値より大きいか同じである場合、ステップ405で、 $i$  番目区間におけるデータレート  $R_i$  を実際データレート  $R_{est}$  として推定する。

#### 【0029】

より具体的に説明すると、図3に示すエネルギー計算器152は、ステップ401で、 $(i-1)$  番目区間と  $i$  番目区間との間で受信された信号  $X_i$  を累算し、ステップ402で、その受信信号  $X_i$  に対するエネルギー  $E\{X_i^2\}$  を計算する。また、前記エネルギー計算器152は、 $i$  番目区間と  $(i+1)$  番目区間との間で受信された信号  $X_{i+1}$  を累算し、その受信信号  $X_{i+1}$  に対するエネルギー  $E\{X_{i+1}^2\}$  を計算する。ステップ403で、エネルギー差分器154は、前記隣接する2つの区間におけるエネルギー差を計算する。すなわち、前記エネルギー差分器154は、前記2つの区間におけるエネルギー差を  $D_i = |E\{X_i^2\} - E\{X_{i+1}^2\}|$  として決定する。前述したように、前記エネルギー差を  $D_i = |A_i^2 - A_{i+1}^2|$  として示すこともできる。ステップ404で、データレート決定器156は、前記隣接する2つの区間におけるエネルギー差としきい値とを比較する。すなわち、データレート決定器156は、前記エネルギー差  $D_i$  がしきい値  $A^2/2$  より大きいか同じであるかを判断する。前記エネルギー差  $D_i$  がしきい値  $A^2/2$  より大きいか同じである場合、ステップ405で、データレート決定器156は、 $i$  番目区間におけるデータレート  $R_i$  を現在  $(i+1)$  番目区間におけるデータレート  $R_{est}$  として推定する。前記推定されたデータレートは、図1に示したように、DTXビット抽出器120、レート整合器130、及びチャンネル復号器140のそれぞれに入力されてレートマッチング及びチャンネル復号化動作のために利用される。

#### 【0030】



図5を参照すると、ステップ501で、データレート検出器は、検索区間  $i$  を“1”として初期化し、以前区間に対する平均電力(エネルギー)  $E(X_{i-1}^2)$  を“0”として設定する。ステップ502で、図3に示したようなエネルギー計算器152は、検索区間1での平均電力、すなわち、現在区間に対する平均電力  $E(X_1^2)$  を計算(第1演算)し、ステップ503で、前記エネルギー差分器154は、判別式  $D_{i-1}$  を利用して以前区間のエネルギーと現在区間のエネルギーとの差を計算(第2演算)する。もしも、ステップ504で、データレート決定器156は、判別式  $D_{i-1}$  の結果がしきい値  $A^2/2$  より大きいと同じであると判断する場合(このとき、 $i=1$  である状態なので、0 kbps のデータレートを意味する。)、ステップ508で、データレート決定器156は、現在区間でのデータレート  $R_{\text{est}}$  を以前区間でのデータレート  $R_{i-1}$  として推定する。

#### 【0031】

そうでない場合、すなわち、ステップ504で、判別式  $D$  の結果がしきい値  $A^2/2$  より小さいと判断される場合、ステップ505で、データレート決定器156は、以前区間に対する平均電力  $E(X_{i-1}^2)$  に現在区間に対する平均電力  $E(X_i^2)$  を貯蔵し、ステップ506で、次の区間を検索するために  $i$  を1つ増加させる。ステップ507で、エネルギー計算器162は、 $(i+1)$  番目区間における平均電力を計算(第3演算)した後、現在区間に対する平均電力  $E(X_i^2)$  に前記計算された平均電力を貯蔵し、前記過程は、ステップ503に戻って、平均電力  $E(X_i^2)$  を基として判別式  $D_{i-1}$  を計算した後、ステップ504で、前記判別式  $D_{i-1}$  の結果値としきい値とを比較する。

#### 【0032】

前記のような過程を反復して、ステップ504で  $D \geq A^2/2$  として判断される場合、前記データレート決定器156は、現在区間でのデータレート  $R_{\text{est}}$  を以前区間までのデータレート  $R_{i-1}$  として推定する。

#### 【0033】

##### 【発明の効果】

以上から述べてきたように、本発明は、基地局送信器がデータレートに関する情報を伝送しなくても、復号化動作を遂行する前受信された信号に対するデー

レートと推定する。これは、ビット復号化及びCRC検査の後、データレートを検出する既存のBRD動作に比べて、複雑さが減少する長所がある。従って、本発明は、ターボ符号化されたデータレートを検出するとき、毎レート別復号化動作を、最悪の場合、最大反復復号の数だけ遂行するという複雑さが減少する。

#### 【0034】

また、本発明は、チャンネル符号化器の方式に関係なく、一定な統計のみを累積してデータレートを判断するので、任意のチャンネル符号化器とともに使用できる。例えば、畳み込み符号化器を使用する場合でも、本発明は、データレートがしきい値以上であるフレームに対して、信頼性あるデータレートの推定が可能である。

#### 【0035】

前述の如く、本発明の詳細な説明では具体的な実施形態を参照して詳細に説明してきたが、本発明の範囲は前記実施形態によって限られるべきではなく、本発明の範囲内で様々な変形が可能であるということは、当該技術分野における通常の知識を持つ者には明らかである。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に従うデータレート検出器を含む移動通信システムの復号器の構成を示す概略的なブロック図である。

【図2】 本発明に従ってデータレートを検出する動作を説明するための図である。

【図3】 図1に示したデータレート検出器の構成を示す詳細なブロック図である。

【図4】 本発明に従って $(i+1)$ 番目区間のデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。

【図5】 本発明に従って $i$ 番目区間のデータレートを検出する動作を示すフローチャートである。

#### 【符号の説明】

- 110…デインタリーパー
- 120…DTXビット抽出器

- 1 3 0 …レート整合器
- 1 4 0 …チャンネル復号器
- 1 5 0 …データレート検出器
- 1 5 2 …エネルギー計算器
- 1 5 4 …エネルギー差分器
- 1 5 6 …データレート決定器

【図 1】

FIG. 1

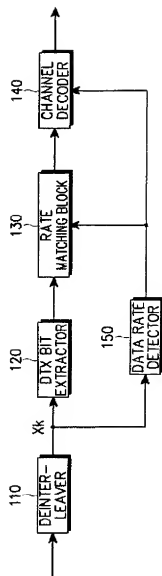


FIG. 2

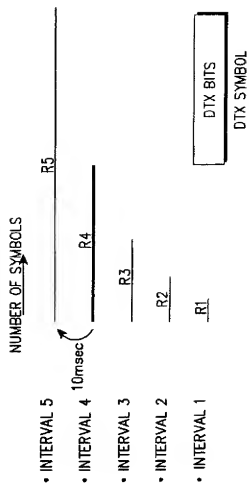
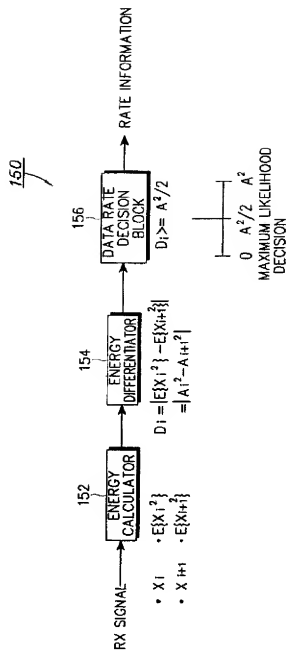


FIG. 3



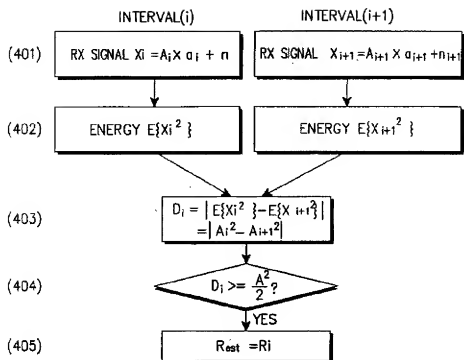


FIG. 4

【図 5】

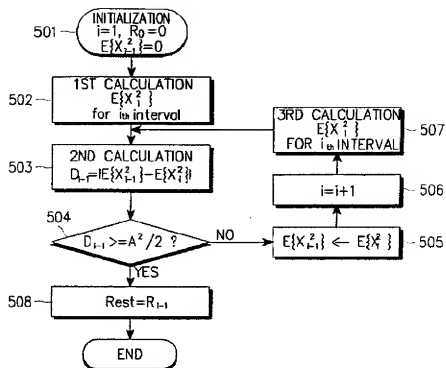


FIG. 5

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/KR00/00740

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC<sup>7</sup> H04B 7/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC<sup>7</sup> H04B, H04LDocumentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Korean Patents and applications for inventions since 1975  
Korean Utility models and applications for Utility models since 1975

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5562205 A (Qualcomm INC.) 15 October 1996 See the whole document	1,3,5
A	US 5671253 A (Motorola INC.) 23 September 1997 See the whole document	1,3,5
A	US 5751725 A (Qualcomm INC.) 12 May 1998 See the whole document	1,3,5

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claims or which is cited to establish the prior art state of disclosure or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date and priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principles or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"Z" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

24 OCTOBER 2000 (24.10.2000)

Date of mailing of the international search report

25 OCTOBER 2000 (25.10.2000)

Name and mailing address of the ISA/KR

Korean Industrial Property Office  
Government Complex Tarojeon, Daejeon-dong, So-bu, Taejeon  
Metropolitan City 302-701, Republic of Korea  
Facsimile No. 82-42-477-7140

Authorized officer

YOUN, Byoung Soo

Telephone No. 82-42-481-5709



Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1998)



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

International application No.  
PCT/JP00/00740

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5566206 A	10. 15. 1996	WO 9501032 A1 KR 191295 B1 JP 3067804 B2 EP 705512 B1	05.01.1995 15.06.1999 24.07.2000 01.10.1997
US 5671255 A	25. 09. 1997	WO 9737471 A1 JP 11506597 T1 EP 830770 A1	09.10.1997 08.06.1999 25.03.1998
US 5751725 A	12. 05. 1998	EP 932963 A1 CN 1234160 A AU 4822097 A1	04.08.1999 03.11.1999 15.03.1998

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1998)